QIANYIN DIANJI

牵引电机

西南交通大学电机系 编

中国铁道出版社

牵 引 电 机

西南交通大学电机系编

中 国 铁 道 出 版 社

1 9 8 1年·北京

内 容 提 要

本书共分十章，书中对直流牵引电动机的原理、设计及试验作了较详细的叙述，还介绍了脉流牵引电动机的有关特点，并对异步型和同步型牵引电动机的基本变频系统和电机的运行、调节性能等作了较系统的讨论。

本书可供牵引电机设计、制造和检修部门的技术人员和工人学习参考，亦可作为电力机车等有关专业的教学参考书。

牵 引 电 机

西南交通大学电机系编

中国铁道出版社出版

责任编辑：张贵珍

封面设计：王诚平

新华书店北京发行所发行

各 地 新 华 书 店 经 售

中国铁道出版社印刷厂印

开本：787×1092毫 印张：17 字数：426千

1 9 8 1 年 4 月 第 1 版　1 9 8 1 年 4 月 第 1 次印刷

印数：0001—5,000册　定价：1.75元

前　言

用于铁路机车车辆或公路车辆的电机，通常称之为牵引电机。它包括驱动机车行驶的牵引电动机及供给牵引电动机电能的主发电机和其它辅助设备用电机（如劈相机等），本书只介绍牵引电动机及劈相机。

牵引电动机有许多类型，诸如直流牵引电动机，脉流牵引电动机，单相整流子牵引电动机，交流异步牵引电动机及交流同步牵引电动机等。目前，电传动机车较广泛应用的仍然是直流串励牵引电动机，因为它有起动性能好，调速范围广，控制简单，操作方便等优点。由交流电网供电的所谓交—直流电力机车，其牵引电动机是在脉动电压下工作，这种牵引电动机一般称为脉流牵引电动机。尽管在脉动电压下，其电流的脉动成分较大，会对电机的换向及发热产生若干不利的影响，在设计、制造中应专门予以考虑，但就其实质来说，它与直流牵引电动机基本上是相同的。

三相异步电动机，由于其结构简单、牢固、单位功率的体积重量小及制造成本低等一系列优点，在将其用于机车牵引的问题上曾最早引起人们的极大注意。但是，由于其转速调节问题当时未获圆满解决，故未得到进一步发展，且大都为直流牵引所代替。近十几年来，由于电子技术的迅速发展，特别是大功率晶闸管（可控硅）静止变频装置的出现和不断完善，为三相鼠笼式异步牵引电动机的发展开辟了新的前途。与此同时，又出现并发展了同步型牵引电动机。应用这两种牵引电动机的机车，通常称为三相交流电传动机车，现已成为机车发展的一个重要方向。

由于牵引电机有某些特殊的设计概念和结构型式，故被列为电机的一个单独类别。

这本书是在原《直流牵引电动机原理、设计及试验》一书的基础上改编写成的。主要删去了原书中介绍直流电机一般原理的第二、三、四章，增加了异步牵引电动机、同步牵引电动机和异步劈相机三章内容。这样，本书除对直流牵引电动机的原理、设计和试验作了较详细的叙述及介绍了脉流牵引电动机的有关特点外，对异步型和同步型交流牵引电动机的基本变频系统、电机的运行、调节性能和设计特点也作了较为系统的讨论。最后并附列了部分牵引电动机的有关参数。

本书的第一、二、三、四、六、七、八章由沈本荫编写，第五、十章由易友祥编写，第九章由廖凡编写。第七章，即劈相机一章，主要援引了[姚哲明]教授的讲稿及论文。在编写过程中，田心机车车辆工厂、株洲电力机车研究所等单位曾予大力协助，在此谨致谢忱。

由于改编的时间仓促，更主要的是因为我们的水平所限，书中错误与不当之处在所难免，衷心欢迎批评指正。

编者

1980.5.

目　录

第一章　直流牵引电动机的结构 …… 1
§ 1—1　直流牵引电动机的基本结构 …… 1
§ 1—2　牵引电动机的传动和悬挂 …… 10
§ 1—3　牵引电机的绝缘及绝缘结构 …… 12
§ 1—4　牵引电动机的额定数据 …… 15
第二章　直流牵引电动机的换向 …… 19
§ 2—1　火花现象 …… 19
§ 2—2　换向过程的基本概念 …… 20
§ 2—3　产生火花的电磁原因 …… 21
§ 2—4　产生火花的机械原因 …… 26
§ 2—5　改善换向的方法 …… 27
§ 2—6　换向器滑动面的薄膜 …… 29
§ 2—7　换向器上的环火 …… 31
§ 2—8　防止环火的措施 …… 34
§ 2—9　电抗电势的计算 …… 36
第三章　直流牵引电动机的特性分析 …… 40
§ 3—1　牵引电动机的工作特性 …… 40
§ 3—2　各种激磁方式直流牵引电动机特性的分析 …… 44
§ 3—3　牵引电动机的磁场削弱 …… 47
§ 3—4　机车及牵引电动机主要调节参数的选择 …… 51
第四章　脉流牵引电动机 …… 55
§ 4—1　脉流牵引电动机的电磁特点 …… 55
§ 4—2　脉流牵引电动机的换向问题 …… 58
§ 4—3　改善脉流牵引电动机换向的方法 …… 61
§ 4—4　脉流牵引电动机的电位特性 …… 64
§ 4—5　脉流牵引电动机的发热 …… 65
§ 4—6　脉流牵引电动机换向元件中各交流电势的计算方法 …… 67
第五章　异步牵引电动机 …… 75
§ 5—1　三相交流牵引电动机概述 …… 75
§ 5—2　异步牵引电动机变频调速的基本原理和线路 …… 77
§ 5—3　变频调节时异步电动机的等值电路及转矩公式 …… 92
§ 5—4　异步电动机变频运行的方式及其特性 …… 97
§ 5—5　机车牵引中异步电动机的特性调节 …… 104
§ 5—6　异步电动机在非正弦电源下的运行 …… 108
§ 5—7　异步牵引电动机的结构及设计特点 …… 120
第六章　可控硅无换向器电动机 …… 126
§ 6—1　可控硅无换向器电动机的原理 …… 126
§ 6—2　可控硅无换向器电动机的传动系统 …… 128
§ 6—3　可控硅无换向器电动机的电磁关系 …… 133

§ 6—4 可控硅无换向器电动机的工作特性……139
§ 6—5 主要设计参数……145
第七章 劈相机……149
§ 7—1 异步劈相机的工作原理……149
§ 7—2 不对称结构的分析方法……151
§ 7—3 劈相机并联电容的计算……159
§ 7—4 劈相机起动及起动电阻计算……160
§ 7—5 异步劈相机的结构及绕组参数……162
第八章 牵引电动机的发热和通风冷却……165
§ 8—1 电机的温升及温升测量……165
§ 8—2 发热过程的分析……166
§ 8—3 电机中的传热……168
§ 8—4 稳定温升的计算……171
§ 8—5 牵引电动机的通风方式……172
§ 8—6 牵引电动机的通风结构……173
§ 8—7 牵引电动机的通风计算……174
第九章 牵引电动机的试验……180
§ 9—1 牵引电动机的试验内容……180
§ 9—2 直流牵引电动机的试验线路……184
§ 9—3 牵引电动机的特性试验……189
§ 9—4 无火花换向区域及换向极补偿特性的测定……192
§ 9—5 温升试验……196
§ 9—6 通风试验……198
§ 9—7 脉流牵引电动机的试验……202
第十章 直流牵引电动机的设计……206
§ 10—1 机车运行对牵引电动机的要求……206
§ 10—2 牵引电动机额定容量及转速与基本尺寸的关系……206
§ 10—3 设计的原始数据及电压和极数的选择……208
§ 10—4 主要尺寸及传动参数的决定……210
§ 10—5 电枢有效层的计算……216
§ 10—6 磁路计算……226
§ 10—7 补偿绕组的计算……234
§ 10—8 换向计算……235
§ 10—9 损耗及效率计算……250
§ 10—10 特性曲线的计算与绘制……252
§ 10—11 通风及发热计算……256
附表 1 扁线的标称尺寸及计算截面……257
附表 2 D_{22}硅钢片磁化特性表……260
附表 3 厚度为 1～1.5毫米钢板的磁化特性表……261
附表 4 铸钢（ZG25）的磁化特性表……262
附表 5 电刷技术性能及工作条件……262
附表 6 电刷的尺寸……263
附表 7 部分牵引电动机的技术数据……265

第一章　直流牵引电动机的结构

直流牵引电动机的工作原理和普通直流电动机是一致的，其基本结构和普通直流电动机也是相似的，但由于牵引电动机工作条件特殊，因此，牵引电动机的结构具有许多特点。

牵引电动机工作条件的特点是：

1．牵引电动机是悬挂在机车转向架上，并借传动装置驱动机车前进，因此牵引电动机在结构上必须考虑传动和悬挂两方面的问题；

2．牵引电动机安装空间的尺寸受到很大限制，其轴向尺寸受到轨距限制，径向尺寸受动轮直径限制，故要求牵引电动机结构必须紧凑。为此，牵引电动机都采用较高等级的绝缘材料和性能较好的导磁材料；

3．机车运行时，线路对机车的一切动力影响都传给牵引电动机，使牵引电动机承受很大的冲击和振动。动力作用除造成电动机换向恶化外，易使电动机的零部件损坏。因此，要求牵引电动机的零部件必须具备较高的机械强度；

4．牵引电动机的使用环境恶劣，它挂在车体下面，很容易受潮、受污，还经常受到温度、湿度变化的影响。因此，牵引电动机的绝缘材料和绝缘结构应具有较好的防尘、防潮能力，并要求牵引电动机有良好的通风散热条件；

5．牵引电动机的换向条件比普通直流电动机要困难得多。除机械动力方面的影响外，牵引电动机需经常起动、过载、制动以及在磁场削弱条件下运行，这些情况都会使牵引电动机换向器上产生火花甚至形成环火。因此，牵引电动机在结构和设计方面，必须对换向问题给予特别注意；

6．在脉动电压下工作的牵引电动机，由于其发热和换向比直流供电下更为困难。因此，脉流牵引电动机的结构选择，还必须考虑上述方面的特殊问题。

本章在讨论直流牵引电动机结构原理的同时，着重介绍它的结构特点，并对牵引电动机的绝缘材料和绝缘结构作了一定的介绍，以建立起必要的感性认识。

§1—1　直流牵引电动机的基本结构

直流牵引电动机主要由静止的定子和旋转的电枢（转子）两大部分组成。定子的作用是产生磁场、提供磁路和作为电机的机械支撑，它由主磁极、换向极、机座、端盖及轴承等部件组成。电枢是用来产生感应电势和电磁力矩而实现能量转换的主要部件，它的组成部分有：电枢铁芯、电枢绕组、换向器和转轴等。电枢通过轴承与定子保持相对位置，使两者之间有一个空气隙。此外，直流牵引电动机还有一套电刷装置，电刷和换向器接触，使电枢电路和外电路相连。

图1—1和图1—2表示了直流电机结构原理示意图。图1—3画出了ZQ650-1型脉流牵引电动机结构纵剖面图。

下面分别介绍直流牵引电动机几个主要部件的构造和作用。

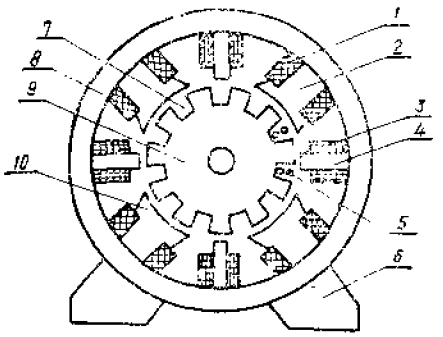


图 1 — 1　直流电机剖面示意图

1 ——主极线圈；　2 ——主磁极；
3 ——换向极线圈；　4 ——换向极；
5 ——电枢绕组；　6 ——底脚；
7 —— 电枢槽；　8 ——机座（磁轭）；
9 ——电枢铁芯；　10——极靴。

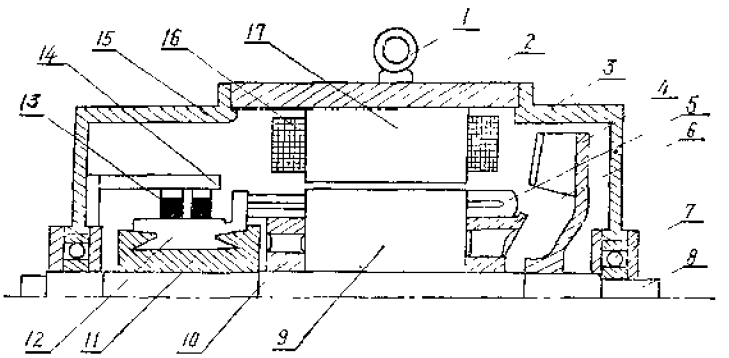


图 1 — 2　直流电机结构剖面图

1 ——吊环；　2 ——机座；　3 ——端盖；　4 ——风扇；　5 ——电枢绕组；　6 ——后压圈；　7 ——轴承；　8 ——轴；　9 ——电枢铁芯；　10——前压圈；　11——换向器压圈；　12——换向器；　13——电刷；　14——刷握装置；　15——前端盖；　16——主极线圈；　17——主极铁芯。

一、机　　座

牵引电动机机座兼起机械支撑和导磁磁路两种作用。它既用来作为安装电机所有零件的外壳，又是联系各磁极的导磁铁轭。机座一般由铸钢制成，以保证良好的导磁性能和机械性能。现代脉流牵引电动机，为了改善脉动电流供电下电机的换向，有时也采用叠片磁轭式机座。

牵引电动机机座有圆形和方型两种。对于抱轴式悬挂的（参看§ 1 — 2）四极电机通常采用方形机座，这种结构可以合理的布置磁极，能较好地利用机车车架下部的空间，但加工工艺比较复杂。对于六极或极数更多的牵引电动机，采用圆形机座比较合理，虽然圆形机座的空间利用率不如方形机座，但从减轻重量和简化工艺等方面考虑，圆形机座有较多的优点。架承式独立悬挂（参见§ 1 — 2）和容量较小的牵引电动机通常都采用圆形机座。

图 1 — 4 表示了ZQDR-410型牵引电动机机座剖面图。机座一侧有悬挂鼻子 *3*，用来将电机安装在机车转向架上；另一侧有抱轴轴承座 *6*，以便把电机抱挂在机车动轮上。图中 *1* 和 *2* 为安装主极和换向极的凸缘。

机座两端装有端盖，靠换向器端为前端盖，另一端为后端盖，前后端盖都装有轴承，电动机转轴就装在两个轴承内。

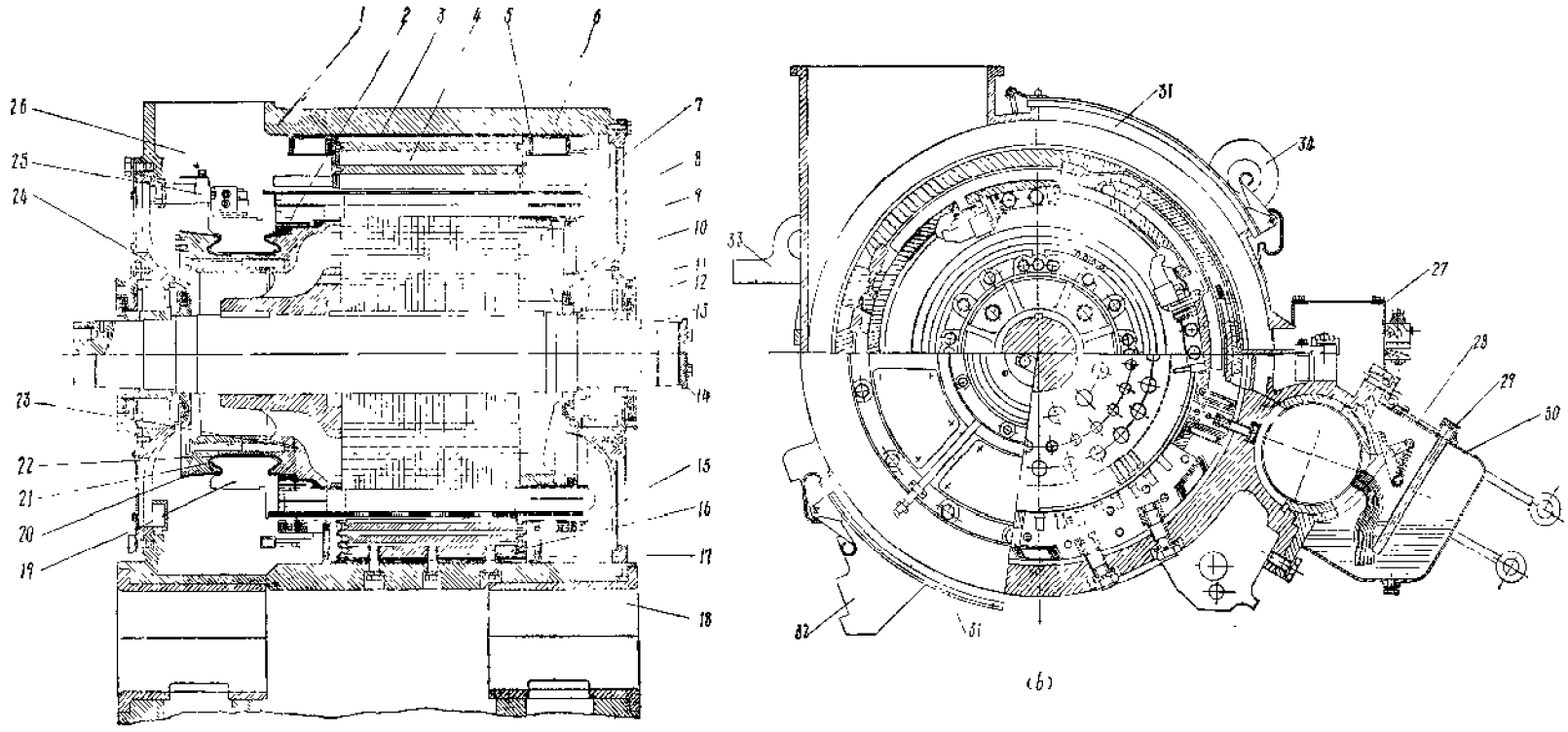


图1—3　ZQ650-1牵引电动机结构图

1——机座；2——均压线；3——磁桥垫片；4——主极铁芯；5——主极线圈；6——电枢绕组；7——玻璃丝无纬绑扎带；8——后压圈；9——电枢铁芯；10——后端盖；11——滚柱轴承；12——密封环；13——转轴；14——挡板；15——补偿绕组；16——换向极铁芯；17——换向极线圈；18——抱轴轴承；19——换向器；20——压圈；21——云母环；22——绝缘套筒；23——换向器套筒；24——前端盖；25——电刷装置；26——进风口；27——出线盒；28——毛刷；29——油尺；30——油箱；31——检查孔；32——主悬挂鼻；33——辅悬挂鼻；34——吊耳。

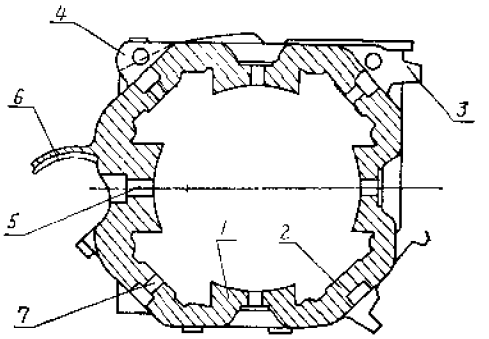


图 1－4　牵引电动机机座剖面图

1——主极凸缘；2——换向极凸缘；3——悬挂鼻子；4——吊耳；5——主极螺栓孔；6——抱轴轴承座；7——换向极螺栓孔。

二、主　磁　极

主磁极简称主极，包括主极铁芯和激磁线圈，它是用来产生主磁场的。图 1－5 画出了 ZQDR-410型牵引电动机主极结构及其安装情况。

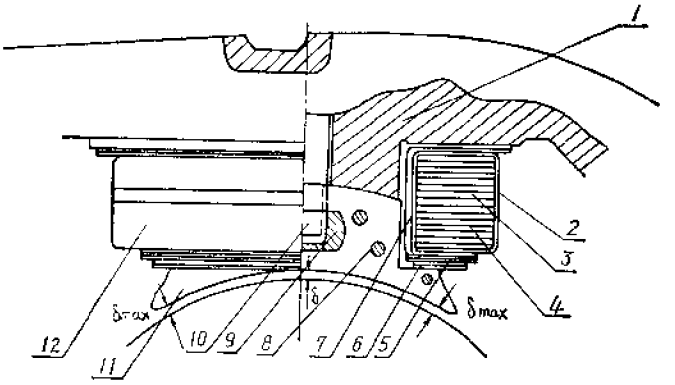


图 1－5　主极结构装配简图

1——机座；2——主极线圈外包绝缘；3——主极线匝；4——匝间绝缘；5——法兰；6——衬垫；7——外包绝缘；8——铆钉；9——钢杆；10——磁极螺栓；11——极靴；12——主极线圈。

为了降低电枢旋转时齿和槽相对磁场移动引起的磁场脉动在极靴表面的涡流损耗，主极铁芯通常用厚 1～1.5毫米钢板叠成，铁芯两端用几片钢板焊成的端板压紧，并用铆钉铆紧。主极铁芯较窄的部分称为极芯，以便有足够空间安放线圈，扩大的部分称为极靴，其形状决定了主磁通和感应电势在空间的分布波形。

在牵引电动机中，主极下的圆弧面与电枢表面之间的气隙是不均匀的，在主极中心处气隙最小，在极尖处气隙最大，其目的是为了获得较好的换向条件。

主极铁芯是用螺栓*10*固定到机座上的，螺栓拧在预先埋在主极极芯中的磁极拉杆 *9* 上。固定螺栓不仅承受主极（包括磁极线圈）的重量，而且还要承受电机运行时产生的单边磁拉力和振动引起的惯性力，所以磁极螺栓一般都是用优质钢做成的。

为了抵消电枢反应的影响，减少电机的环火故障，有些牵引电动机安装了补偿绕组。这时主极极靴部分带有齿槽结构，补偿绕组嵌放在极靴表面的槽中，并用特制的槽楔将其固定。有补偿绕组的主极装配图示于图 1－6。

主极线圈的作用是用以通过直流电流而建立主磁场。在牵引电动机中，主极线圈大都用

扁铜线绕制而成，线圈的绕法有平绕和扁绕两种。平绕又称宽边绕法，其特点是绕制方法简单适用于多层多匝线圈，由于这种结构能分层绕制，有利于线圈在机座内布置，使得空间利用较好，平绕线圈如图 1 — 7 所示。扁绕也称窄边绕法，如图 1 — 8 所示。这种绕法的特点在于线圈结构紧密，在机械方面比较稳定，而且散热较好，同时，这种绕法可以在专门设备上进行，工艺也比较简单。扁绕主要用于牵引电动机换向极线圈中。在功率较大的牵引电动机中，为了改善线圈的散热条件，主极线圈也采用扁绕结构。

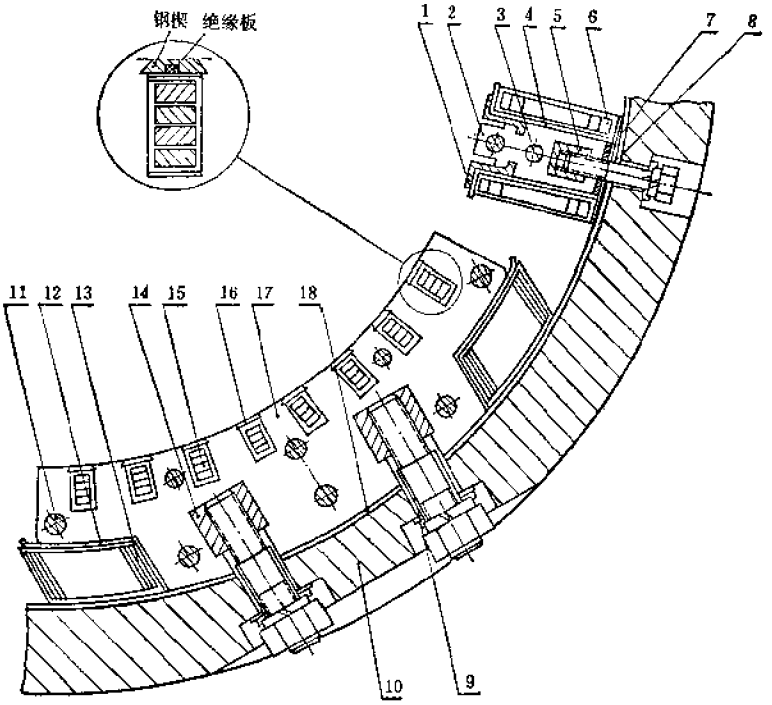


图 1 — 6　有补偿绕组的主极结构装配图

1 —— 支撑；2 —— 换向极铁芯；3 —— 铆钉；4 —— 法兰；5 —— 钢杆；6 —— 换向极线圈；7 —— 第二气隙绝缘垫片；8 —— 垫片；9 —— 绝缘套管；10 —— 机座；11 —— 铆钉；12 —— 法兰；13 —— 主极线圈；14 —— 钢杆；15 —— 补偿绕组；16 —— 槽楔；17 —— 主极铁芯；18 —— 磁桥垫片。

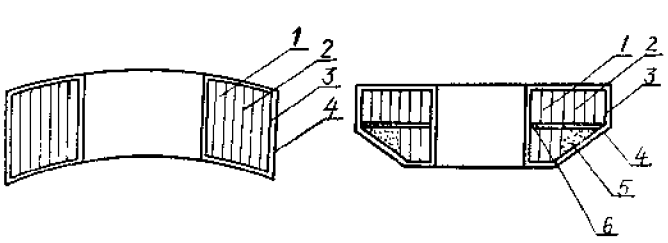


图 1 — 7　用平绕法的线圈

1 —— 线圈；2 —— 匝间绝缘；3 —— 对地绝缘；4 —— 外包绝缘；5 —— 填充材料；6 —— 层间绝缘。

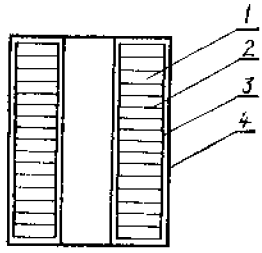


图 1 — 8　用扁绕绕法的线圈

1 —— 线圈；2 —— 匝间绝缘；3 —— 对地绝缘；4 —— 外包绝缘。

主极线圈绝缘结构如图 1 — 7 所示。在ZQ650-1型牵引电动机中，主极线圈匝间用橡胶石棉纸绝缘，整个线圈用粉云母带包扎几次作为对地绝缘，然后用玻璃丝带包扎一次作为外包绝缘。

对于主极线圈的要求，除了结构紧密和空间利用较好之外，还应做到绝缘可靠、散热容易以及具有较高的机械强度。

三、换 向 极

换向极又称附加极，它的作用是产生换向磁场用来改善电机的换向（改善电机换向的原理在第二章中详细介绍），换向极结构及其安装情况如图 1 — 9 所示。

换向极由换向极铁芯 4 和换向极线圈 6 组成。极芯的结构比较简单，其截面通常为矩形或T型形状。由于换向极极芯磁通密度较低，并且形状简单，所以极芯通常用整体锻钢制成，如图 1 —10所示。

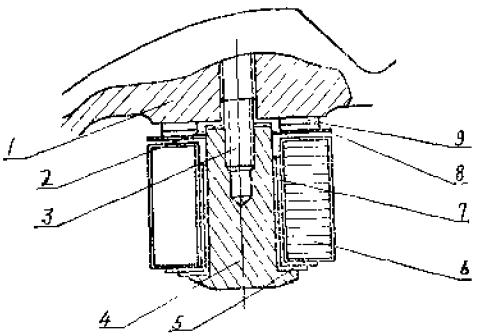


图 1 — 9　换向极结构简图

1 —— 机座；2 —— 第二气隙；3 —— 换向极螺钉；4 —— 换向极铁芯；5 —— 外包绝缘；6 —— 换向极线圈；7 —— 绕组支架；8 —— 第二气隙绝缘垫片；9 —— 垫片。

在脉流牵引电动机中，为了减少换向极磁路的涡流和由此引起的对电机换向的影响，有时也采用由电工钢片叠成的换向极结构，如图 1 —11所示。

换向极极靴形状和尺寸是由电机换向要求决定的，它的形状决定了换向极磁场的波形，对电机换向性能影响很大。

在牵引电动机中，为了减小换向极的漏磁，以改善电机的换向性能，往往需要在换向极极芯和机座之间增加一个气隙，称为第二气隙。气隙中垫入非磁性材料（黄铜片或层压布板）做的垫片，调整垫片片数，既可调节第二气隙的大小，以达到调整电机换向性能的目的。换向极极靴表面与电枢圆周表面之间的空气隙为换向极气隙，又称第一气隙。

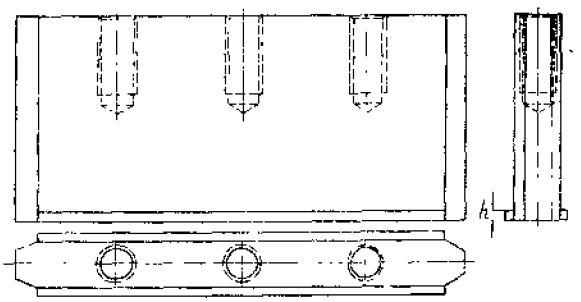


图 1 —10　换向极极芯图

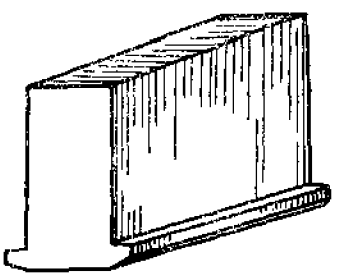


图 1 —11　叠片换向极

换向极线圈一般都用扁铜线扁绕制成，线圈的匝间、对地及外包绝缘和主极线圈绝缘结构相同。

四、电 枢 铁 芯

电枢铁芯是电动机磁路的一部分，也是承受电磁力作用的部件。在铁芯圆周上均匀开有槽，槽内嵌装电枢绕组，电枢的转矩是由载流的电枢绕组与主磁场相互作用而产生的。

当电枢在磁场中旋转时，在电枢铁芯中将产生涡流和磁滞损耗。为了减小这些损耗的影响，电枢铁芯通常由0.5毫米厚的彼此用漆膜绝缘的硅钢片叠成。图1—12是牵引电动机电枢冲片的一种结构形式。电枢冲片应首先冲好槽、轴孔和通风孔。在牵引电动机中，槽子的形状总是做成开口的矩形，这样可以将预先成型的电枢线圈很方便的嵌入槽中。通风孔构成了电枢铁芯内部的轴向通风沟，使铁芯内部能通过足够的风量，以达到良好的散热作用。

电枢铁芯是采用静配合装配在电机转轴上，为了防止铁芯端部的冲片边缘松散，铁芯两端各有一块较厚的电枢端板，它是用数块1毫米厚的钢板点焊而成的。

装在电枢铁芯两端的压圈*8*和*23*（见图1—3），一方面作为电枢绕组的支架，同时把铁芯冲片压紧，使冲片保持固定的压力，在换向器一端的称为换向器套筒，在换向器相反一端的称为电枢后压圈，它们都是用优质钢铸成的，并用静配合装在电枢转轴上。

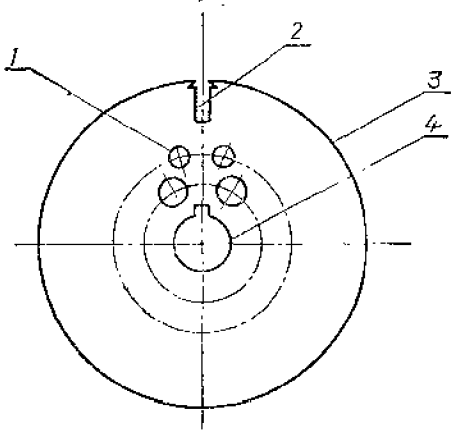


图1—12　电枢冲片

1——通风孔；2——电枢槽；3——冲片；4——轴孔。

五、电枢绕组

电枢线圈嵌放在电枢铁芯的槽中，电枢线圈按一定的规律和换向器连接起来就构成电枢绕组。

电枢绕组由许多绕组元件组成。绕组元件是指从一个换向片开始到所连接的另一个换向片为止的那一部分导线，它是电枢绕组的一个最基本单元，故称为绕组元件。绕组元件有单匝元件和多匝元件之分。在牵引电动机中，通常都采用单匝式绕组元件，绕组元件由扁铜线制成。为了制造方便，总是将几个元件包扎在一起嵌在同一槽中，这就叫做电枢线圈。电枢线圈在嵌线前就成型做好，这样既简化嵌线工艺，也改善了绝缘质量。

绕组元件在槽中的放置、分竖放和平放两种，如图1—13所示。因为竖放工艺简单，一般都采用竖放。平放对改善电机换向有利，同时可以使绕组中的附加损耗减少，其缺点是元件和换向片连接时，需要将元件压扁或扭转90°，工艺复杂。

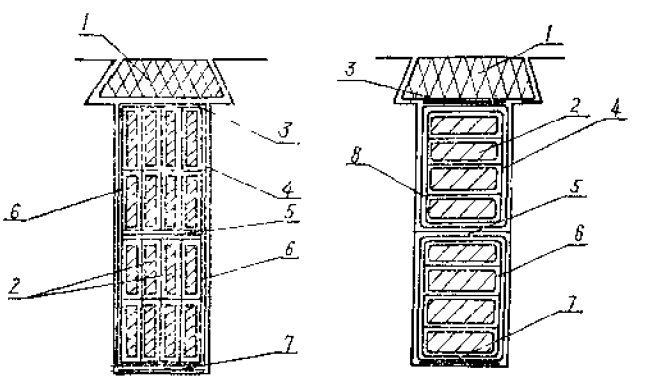


图1—13　绕组元件在槽内布置

(*a*) 竖放；(*b*) 平放。

1——槽楔；2——绕组元件；3——衬垫；4——对地绝缘；5——衬垫；6——匝间绝缘；7——衬垫；8——外包绝缘。

电枢绕组的绝缘结构参看图1—13。

关于绕组绝缘材料的选择及绝缘结构的拟定，在§1—3中详细讨论。

当电枢旋转时，电枢圆周的最大线速度可以达到60米/秒或更高，因此绕组元件将受到很大的离心力作用，为了防止绕组甩出，电枢绕组在槽内需用槽楔固定，目前采用较多的是

用环氧酚醛玻璃布板制成的槽楔。绕组的端节部分同样受离心力的作用，必须用扎线来固定。在牵引电动机中，绕组端节部分通常用热固性的无纬玻璃丝带来绑扎。

六、换 向 器

换向器的作用是将电枢绕组中产生的交流电势转换为电刷间的直流电势，它是直流电机中比较重要和复杂的部件。电机运行时，换向器既要通过很大的电流，又承受着各种机械应力。换向器工作情况的好坏，直接影响电机的运行性能。

换向器是由很多相互绝缘的换向片组合而成的，它有多种结构形式。在牵引电机中，差不多总是采用拱式换向器，如图1—14所示。

换向器的主要部件包括换向片、云母片、V形云母环、绝缘套筒、换向器套筒和压圈以及组装螺杆等，所有零部件全部固定在换向器套筒上，然后将套筒装配在电枢轴上。

换向片是由含少量银的梯形铜排制成的，对其机械强度和硬度有一定的要求。

相邻换向片片间用云母片绝缘，云母片厚度为0.8～1.5毫米，形状和换向片相同。为了保证换向器尺寸的精确性，要求云母片只能含少量的胶质，它在温度为20°C、压力为600公斤/厘米²的作用下，收缩率不大于7%。因为换向器铜片磨损比云母快，故在组装好的电机的换向器上，还必须将云母片下刻0.8～1.5毫米，同时换向片两侧进行倒角（见图1—15），以保证电机运行时电刷和换向器良好接触。

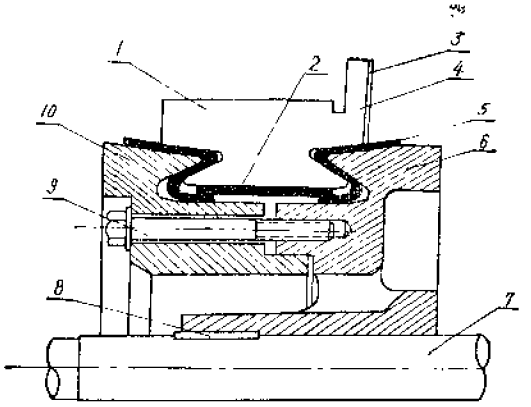


图1—14 换向器结构图

1——换向片；2——绝缘套筒；3——云母片；4——升高片；5——V形环；6——换向器套筒；7——电枢轴；8——键；9——换向器螺栓；10——压圈。

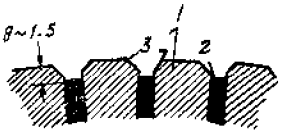


图1—15 换向片倒角及云母片刻要求

1——换向片，2——云母片，3——倒角。

V形云母环和绝缘套筒用来作为换向器对电机接地部分的绝缘，它们通常是用塑性云母板压制而成，并在高温高压下用压模压成所需的形状（参见图1—16）。其厚度取决于牵引电动机的电压等级。

换向器套筒与压圈应当保证换向器片间产生必要的压力，在采用拱式换向器情况下，换向器的紧固是依靠旋紧换向器螺栓，使换向器套筒和压圈压在换向器燕尾部分。该压紧力将换向器压向中心，并使换向片与云母片的侧面产生摩擦力而得到紧固，其受力作用示意图如图1—17所示。

大部分牵引电动机换向器都是采用长螺栓紧固，螺栓用优质钢制成，这是因为它的弹性好，能够利用它的弹性变形来抵消换向片由于通过电流而引起的热膨胀。

换向器的制造工艺对换向器的运行质量影响很大。为了使换向器在实际运行中经得住温

度和转速不断变化的考验，装配好的换向器需要经过动平衡、耐压和超速试验，以保证运行时状态完好。

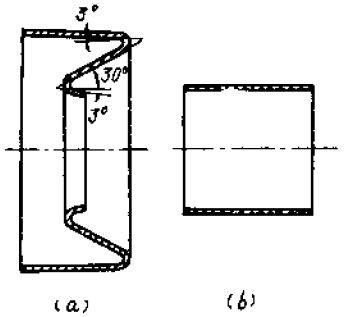


图 1—16　V形云母环和绝缘套筒
(a) V形云母环；(b) 绝缘套筒。

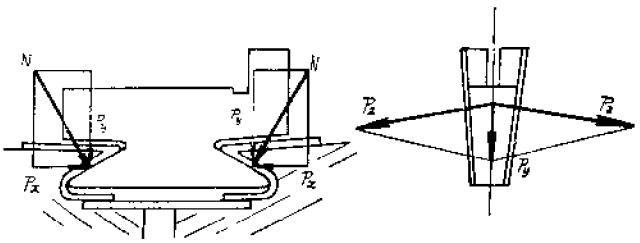


图 1—17　换向器受力分析图

七、电 刷 装 置

在电机的换向器端装有电刷装置，其作用是使转动的电枢绕组与外电路连接起来。电刷装置由电刷、刷握、刷握架和刷杆组成。刷握包括刷盒、弹簧、压指等零件。图 1—18 为 ZQ650-1型牵引电动机电刷装置，其装配情况为：电刷放在刷握的刷盒孔内，压指通过弹簧的作用对电刷施加一个压力，把电刷压在换向器表面上；整个刷握通过螺栓和刷握架相连，刷握架固定在刷杆上，刷杆固定到机座或刷架座圈上。在电刷装置中，刷杆是绝缘体，它既支承刷握，同时还起刷握与机座之间绝缘作用。

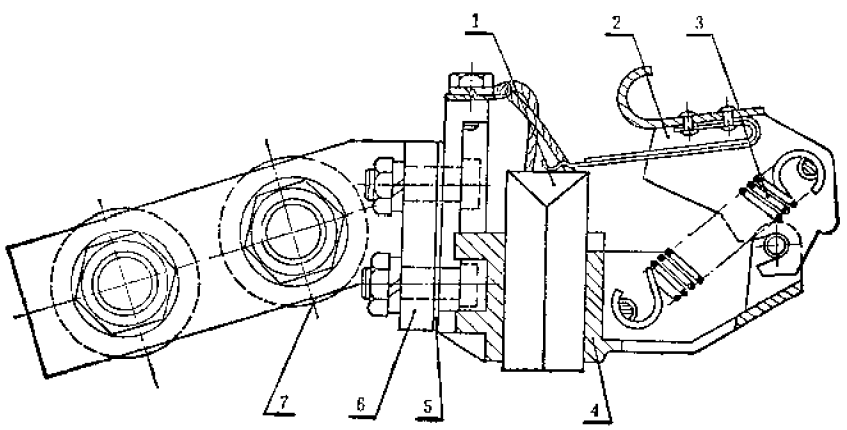


图 1—18　牵引电动机的电刷装置
1——电刷；2——压指；3——弹簧；4——刷盒；5——垫片；6——刷握架；7——刷杆。

电刷装置的结构和电刷性能对牵引电动机的换向性能影响很大。为了保证良好的换向情况，电刷装置应满足下面的要求：

1．要求刷握在换向器轴向、径向和切线方向位置都能调节。轴向调节是为了保证电刷处在换向器中央部位；径向调节是为了保持刷盒底面与换向表面的距离，距离过大会引起电刷跳动；切线方向的调节是为了保证电刷准确地处在主极中性线上。

2．要求电刷压力稳定并保持均匀不变。

3．刷架装置应具有较高的机械强度，并能承受振动和冲击。

4. 刷杆等绝缘零件应有高的介电强度，不因受潮、受污而造成闪络或飞弧故障。

除上述要求外，在牵引电动机中，对电刷的性能与结构也要求较高，这方面的问题将在第二章中详细讨论。

这一节扼要地介绍了牵引电动机主要部件的功用以及它的结构特点，对牵引电动机的主要结构，有了初步的了解。至于对牵引电动机的结构分析和结构比较，只有参加生产实践并通过对它的基本原理和专门问题学习之后，才能有更深刻的认识。下面重点讨论一下牵引电动机的传动方式和悬挂方式，因为它也是牵引电动机在结构方面的两个特殊问题。

§1—2 牵引电动机的传动和悬挂

牵引电动机的悬挂和传动，即牵引电动机怎样安装固定和如何将转矩传递到机车轮对上的问题。普通直流电机都是采用底脚和底脚螺钉固定到基础上的。国家统一设计的直流电机，其底脚底面和电枢转轴中心线间距离（中心高）及底脚螺钉孔的安装尺寸都有一定的规格，以便于和其它电机以及机械设备配套互换。牵引电机和一般电机不同，因为它需要悬挂在机车上并且通过齿轮等传动装置来驱动车轮前进，因此，在选择传动和悬挂方式时必须考虑机车的结构特点和运行的要求。同时传动和悬挂的形式也决定了牵引电机的总体结构和最大外形尺寸。

传动方式可分为个别传动和组合传动两种。

一、个别传动

个别传动就是一台牵引电动机只驱动一个轮对，它是通过装在电机轴上的小齿轮驱动装在轮轴上的大齿轮来传递力矩的。

个别传动目前应用最广、我国生产和使用的电力机车、内燃机车和其它各种电动车辆都采用个别传动。个别传动的牵引电动机有两种悬挂方式：

（一）抱轴式悬挂

这种悬挂的特点是牵引电动机的一边通过滑动的抱轴轴承支承在轮轴上，电机的另一边通过悬挂装置悬挂在转向架的横梁上。这种悬挂方式有时也叫做半悬挂。其示意图如图1—19所示。

抱轴式悬挂的优点是结构简单，检修方便，成本较低。但是这种悬挂方式的电机其重量约有一半是直接压在机车的轮轴上，实际上增加了机车的“簧下重量”，因而增加了机车对铁路的动力作用。同时，钢轨接缝和道岔产生的冲击也将传到电机上，直接影响电动机的工作，特别对牵引电动机的换向产生不利的影响。所以，牵引电动机的许多部件（如刷握装置、主极和换向极固定螺钉以及磁极线圈间的连接导线等）都要特别加固。另外，由于电动机和轮轴间的中心距离一定，齿轮传动比受到限制，电机尺寸也不能任意选择，因此，机车功

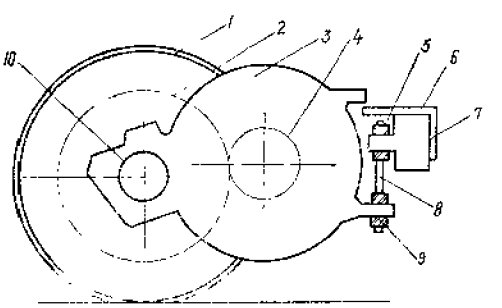


图1—19 抱轴式悬挂示意图

1——动轮；2——大齿轮；3——牵引电动机；4——小齿轮；5——橡胶件；6——安全托板；7——枕梁；8——拉杆；9——橡胶件；10——车轴。

率和速度的提高也受到限制。实际上这种悬挂方式只适于结构速度不超过 120 公里/小时的客货两用机车。我国韶山 1 型电力机车和东风4型内燃机车，其结构速度分别为90公里/小时和120公里/小时，据此特点，故牵引电动机均采用抱轴悬挂方式。对于结构速度较高的客运机车和电动车辆，则宜采用另一种悬挂方式——架承式悬挂。

（二）架承式悬挂

架承式悬挂又称作独立悬挂或全悬挂，是将牵引电动机完全固定在转向架上，牵引电动机的全部重量都成为簧上重量，从而避免了抱轴式悬挂的缺点，特别是改善了承受线路的动力作用。在这种悬挂中，由于牵引电机是簧上部分，在行车过程中，牵引电动机的转轴中心线与轮轴中心线会产生较大的移动。这时，小齿轮（主动齿轮）不能再直接装在电机转轴上，而是通过两个滚柱轴承装在齿轮箱上，并与装在轮轴上的大齿轮啮合。因此，牵引电动机的转轴和小齿轮转轴之间必须采用联轴节来传动。

图 1 —20表示采用球面齿式联轴节的架承式悬挂。这种传动方式使用在我国地下铁道电动车辆上。牵引电动机机座的一侧上方伸出两个悬臂，下方有一支承，均用螺钉固定在转向架的横梁上，呈三点半边悬挂，结构比较简单，电机转轴的传动端与球面齿式联轴节相连。这种传动方式的优点是小齿轮可以和它的轴做成一个整体，从面减少小齿轮的齿数以提高电机转速，以后我们会知道，转速高的电机，在容量相同的情况下它的重量可以减轻。其缺点是联轴节占用了地位，使电机轴向尺寸受到限制。因此，对功率大的干线机车就不能采用这种传动结构。

图 1 —21表示电动机空心轴传动的架承式悬挂，牵引电动机的电枢轴是做成空心的，在非换向器端，电枢空心轴通过球面齿式联轴节与传动轴相联，传动轴穿过空心轴的空腔，将转矩传给小齿轮。由于利用了电枢空心这个空间，节省了联轴节所占的位置，充分利用了轴向空间尺寸。因此这种悬挂和传动，适于大功率高速机车。

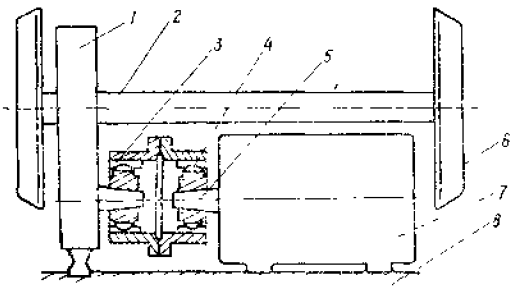


图 1 —20　球面齿式联轴节的架承式悬挂

1 —— 齿轮箱；2 —— 车轴；3 —— 内齿圈；4 —— 球面齿轮；5 —— 电机轴；6 —— 动轮；7 —— 电动机；8 —— 转向架。

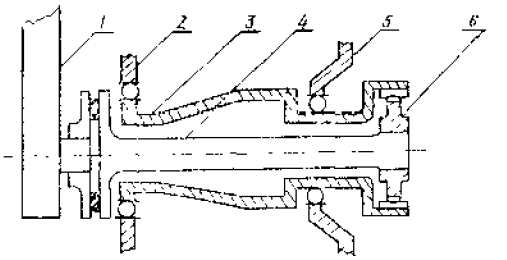


图 1 —21　电枢空心轴架承式悬挂示意图

1 —— 传动齿轮箱；2 —— 端盖；3 —— 电枢空心轴；4 —— 传动轴；5 —— 端盖；6 —— 球面齿式联轴节。

个别传动（无论抱轴式还是架承式）的主要优点是，一台电机发生故障时可以单独切除，而不致影响其它电机工作，同时使得安放电气设备的空间得以充分利用。但是，由于各轮轴间没有机械上的联系，个别轮对容易空转，从而使整台机车的粘着牵引力降低。

二、组合传动

组合传动就是一台牵引电动机通过齿轮变速装置拖动一个转向架上的两个轮对（两轴转向架时）或三个轮对（三轴转向架时）。这时，一台电机完全固定在一个转向架上，因此，

组合传动又称为单电机转向架。组合传动和个别传动相比，它的传动装置结构比较复杂。但是，由于铁路运输要求拉的多、跑得快，近几年来，干线电力机车日益向大功率高速度发展，这就要求充分利用机车每一个轮对的粘着重量，以实现大的粘着牵引力，在这种情况下，就倾向于采用组合传动。采用组合传动的牵引电动机相当于把几个轮对上的较小功率的电机合并为一台大功率的电机，电机功率越大，它的重量指标（每一千瓦功率的重量）也越低，在相同容量下，电机的造价也将降低。另外，采用组合传动，还可以将传动齿轮进行不同传动比的搭配，这样，同一台机车既可以作为高速客运机车，也可以作为低速货运机车，从而使机车和牵引电动机具有通用性。单电机两轴转向架组合传动示意图如图 1 —22所示。

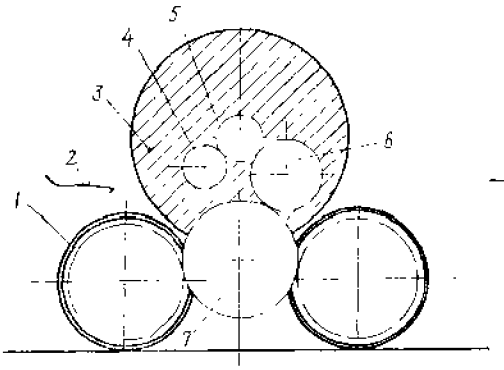


图 1 —22　单电机两轴转向架组合传动示意图

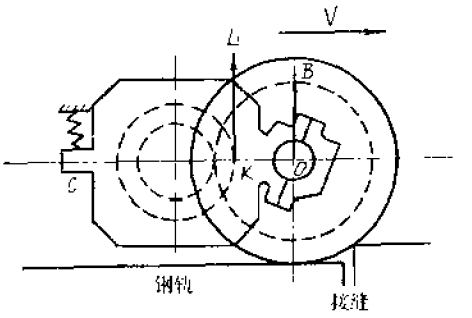


图 1 —23　动力加速度示意图

1 —车轮；2 —大齿轮；3 —电动机；4 、6 —变速齿轮；
5 —电机轴上小齿轮；7 —中间齿轮。

下面简要地介绍一下动力作用的影响问题。因为动力作用直接妨碍牵引电动机可靠地工作。前面已经指出，牵引电动机（特别是抱轴悬挂的电机）在运行过程中，由于受轨道不平（接缝、道岔等处）诸因素的影响，会产生很大的动力作用。在此动力作用的瞬间，车轮产生一个垂直方向的加速度OB，见图 1 —23。由于电动机悬挂点C和转向架簧上部分相联接，可以认为在冲击瞬刻C点的位置不变，则动力加速度OB通过齿轮啮合点传给电枢，使电枢表面受到情况更为严重的动力作用。动力加速度OB是无法预先计算的，因为它和道床结构、机车速度、钢轨接缝距离等许多不定因素有关。根据实测资料介绍，动力加速度OB约为重力加速度的15倍，即

$$OB=15g$$

式中　g —— 重力加速度。

传到电枢表面的动力加速度KL甚至达到$25g$。这样大的动力作用，常常使牵引电动机磁极螺栓松动、线圈间连线断裂以及影响电刷和换向器正常接触。因此，在设计电机时，对于电机各零部件的结构选择和强度计算，必须考虑到线路动力作用的影响。当采用架承式全悬挂结构时，上述动力作用实际上是很小的。

§1—3　牵引电机的绝缘及绝缘结构

在电机中使用着多种绝缘材料。由绝缘材料适当组合加工而成的结构称为绝缘结构。电机中绝缘材料和绝缘结构有两方面作用：

1.　将带电部件与机壳、铁芯等接地部件隔开；

2. 将电位不同的各带电部件隔开。

如果电机中带电部件与机壳、铁芯等对地部件的绝缘状态被破坏，就叫做电机“接地”。如果电机中电位不同的带电部件的绝缘状态被破坏，就叫做“短路”。接地和短路都是电机的故障状态，严重的绝缘损坏将导致整个电机的烧损。

为了保证电机的可靠运行，避免发生接地和短路故障，则必须对电机的绝缘材料和绝缘结构有一些基本要求：

1. 应有良好的介电性能，即具有较高的绝缘电阻和耐压强度（绝缘的耐压强度是指1毫米厚的绝缘材料在电压作用下不被击穿所能承受的电压值）；

2. 应有良好的耐热性能，即不因长时受热作用而失去它的介电性能和机械强度；

3. 应有良好的机械强度和耐磨性能（机械强度是指绝缘材料每平方厘米面积能承受的拉力公斤数值）；

4. 应具有良好的导热性、防潮性等。

绝缘材料的种类很多，可分为天然的与人工的、有机的和无机的，或者用不同的绝缘材料进行人工的组合。

从绝缘材料的成分来看，它可以分为五类：

1. 漆，树脂及胶类。包括浸渍漆，表面覆盖漆和环氧树脂；

2. 浸渍纤维及薄膜类。包括漆布，漆套管及薄膜；

3. 层压制品。例如层压纸板，布板，玻璃布板，玻璃布；

4. 压塑料类。包括粉末压塑料及纤维压塑料；

5. 云母制品类。包括云母板，云母箔及云母带等。

上述各类绝缘材料的性能和作用是不同的，但都是电机、电器绝缘结构中常用的材料。

电机在运行时，电机中的绝缘结构不断经受温度、湿度、大气中的氧气、电场及机械振动的作用，特别是温度的剧烈变化和长时间的热作用，会使绝缘材料的性能逐渐变坏，最终完全失去绝缘性能。因此，为了在不同的工作温度下，合理地选用绝缘材料，使电机在足够长的时间内可靠地运行，通常将各种绝缘材料按其耐热性能来进行分级，也就是每一级绝缘材料都规定了它的极限容许温度。如果电机各部分的温度不超过所选用绝缘材料的极限容许温度，则该电机能在足够长的年限内可靠地运行。

绝缘材料的耐热分级见表1—1。表中“极限容许温度”是指电机绝缘结构中最热点的允许温度。绝缘级别的符号是由国际电工协会所规定。

表中只列举了几种常用的绝缘材料。各种绝缘材料的名称、型号、规格、耐热等级、性能指标和主要用途可在电工手册或产品目录中查到。

表1—1简单介绍了绝缘材料的种类、作用、耐热分级及对其性能的要求，这些都是正确了解和合理选用绝缘材料的基础知识。为了进一步了解绝缘材料在实际电机中的作用，下面再介绍一下电机中的绝缘结构。牵引电动机的绝缘结构主要有以下几个方面：

1. 匝间绝缘和层间绝缘：其作用是将电机中电位不同的带电部分隔开，以免发生匝间短路或层间短路。属于这一类的有电枢绕组匝间绝缘，主、换向极线圈匝间和层间绝缘，换向片片间绝缘等。因为匝间的电位差不大，因此匝间绝缘包扎的层数也不多。在一般情况下，匝间绝缘只需包扎一层或仅靠导线本身带有的绝缘结构（如漆包线，单、双丝高强度漆包线及薄膜导线等）即可。但是匝间绝缘是电机绝缘结构中较薄弱的环节，因此，在包扎成型和嵌线装配时，必须保证它没有机械损伤。

2. 对地绝缘：其作用是把电机中带电部分和机壳、铁芯等对地部分隔开。对地绝缘是电机的主绝缘，它的电性能和热性能必须满足电机运行状态所提出的要求。对地绝缘的包扎层数或厚度，取决于绝缘材料本身的电气性能和电机的额定工作电压。在绝缘材料具有一定的电气强度条件下，电机的额定工作电压愈高，对地绝缘包扎的层数（或厚度）也要求愈多。

3. 外包绝缘：它的作用主要是保护对地绝缘免受机械损伤并使整个线圈结实平整，同时也起到对地绝缘的作用。

4. 填充及衬垫材料

填充材料用于填补线圈的空隙，使整个线圈充实、平整，以便于外包绝缘。填充材料通

表 1—1

级　　别	极限容许温度(℃)	绝缘材料类别和名称	用于电机中绝缘材料的名称
A	105	1. 漆布、漆丝、漆纸及漆包线 2. 油漆、树脂漆、沥青漆	1. 沥青浸渍漆 2. 斜纹黄漆布 3. 酚醛层压纸板 4. 沥青纸云母带
E	120	1. 聚脂材料及其纤维 2. 漆包线的绝缘 3. 玻璃布 4. 有机填料的塑料	1. 聚乙烯醇缩醛漆包线 2. 聚脂膜纸板 3. 油性玻璃漆布 4. 酚醛纸板 5. 聚脂薄膜
B	130	1. 以云母片和粉云母纸为基础的材料 2. 聚脂薄膜和纤维 3. 玻璃纤维 4. 以矿物作填料的热硬性合成胶（环氧、聚脂等）	1. 醇酸玻璃云母带 2. 环氧玻璃粉云母带 3. 玻璃柔软云母板 4. 醇酸柔软云母板 5. 环氧换向器粉云母板 6. 聚脂漆包线漆 7. 酚醛玻璃布板 8. 三聚氰胺醇酸漆 9. 环氧酚醛玻璃布板 10. 苯乙烯环氧无溶剂漆
F	155	1. 以环氧为基础的玻璃云母制品 2. 芳香聚酰胺纤维纸的复合绝缘	硅有机环氧玻璃布板
H	180	1. 硅有机漆和硅有机云母制品 2. 硅有机橡胶制品 3. 聚酰亚胺薄膜的复合制品 4. 硅有机玻璃制品	1. 硅有机玻璃云母带 2. 硅有机玻璃粉云母带 3. 硅有机柔软云母板 4. 硅有机玻璃粘带 5. 硅有机玻璃布带 6. 硅有机浸渍漆 7. 硅有机石棉塑料 8. 聚酰亚胺薄膜 9. 聚酰亚胺漆包线
C	>180	1. 聚二苯醚制品 2. 聚四氟乙烯 3. 聚酰亚胺或耐高温的硅有机漆包线绝缘	1. 二苯醚云母板 2. 聚酰亚胺浸渍漆 3. 聚酰亚胺薄膜

常用石英粉与热固性漆调和而成，这种材料称为填充泥。

衬垫材料的主要作用是保护绝缘结构在工艺操作时免受机械损伤。比如，ZQDR-410型牵引电动机的电枢绕组，为了避免嵌线时损伤绝缘，在槽底和槽楔下面各垫一层0.2毫米的柔软云母板，作为衬垫绝缘。

5. 换向器绝缘：换向器绝缘包括换向片片间绝缘和换向片组对地绝缘。换向器的主绝缘是换向片组和压圈间的云母环及云母套筒。它们通常由优质云母板用多元酸树脂粘贴后，经烘焙压制而成，其厚度也取决于电机的额定电压。

选用绝缘材料和拟定绝缘结构是电机设计制造中一项很重要的工作。在选用绝缘材料时，除了对它的电气性能、导热性能、机械性能及防湿性能认真考虑外，还要求绝缘材料用得经济合理，为此，必须注意下面两点：

1. 要注意解决绝缘材料中介电性和导热性的矛盾。因为在某些绝缘材料中和实际的绝缘结构中，两者往往是矛盾的。比如：某些介电性能较好的绝缘材料它的导热性能可能较差；为了增加介电强度而采用较厚的绝缘结构，它又会给电机的散热带来困难等。因此，要求在保证同样电气强度的条件下，希望绝缘材料越薄越好，以及要求在同样厚度绝缘层情况下，绝缘材料的热阻越小越好。近年来，粉云母带的平均厚度已从0.13毫米减少到0.1毫米，聚酰亚胺薄膜材料的制成及应用，也可使电机槽绝缘厚度减少一半，改善了电机的导热能力。减小绝缘层热阻的办法是使绝缘层中的空气夹层减小或用浸渍的方法把绝缘层中的空气挤掉，使绝缘结构连成一体。目前，我国使用的无溶剂环氧云母带（用作ZQ650-1型牵引电动机电枢的对地绝缘）和无溶剂环氧树脂漆，都能增加电机的导热能力。

2. 防止绝缘的热老化作用。电机中绝缘材料和绝缘结构的寿命，与它的工作温度有很大的关系。在热作用下，绝缘材料容易老化，也就是说，会逐渐失去它的机械强度和绝缘性能。因此，在使用电机时，电机的温度不能超过电机绝缘等级所规定的极限温度，否则要缩短电机的使用寿命。

近年来，国内外直流牵引电机的技术发展和经济指标的提高，是与绝缘材料的发展和改进分不开的。过去牵引电动机的绝缘主要是以云母、玻璃为主的B级绝缘，并以环氧树脂为浸渍材料。现在已有用聚酰胺和聚酰亚胺薄膜及其复合绝缘取代的趋势。由H级绝缘材料取代B级绝缘材料后，在电动机尺寸相同的情况下，电动机功率可提高15～20%。属于H级绝缘的聚酰亚胺薄膜，具有厚度薄、耐热性好、介电强度高、机械强度及耐磨性都很高等优点。目前，绝缘材料的试制研究工作还在继续进行，牵引电动机的经济技术性能也必将随着新型绝缘材料的应用而得到进一步的提高。

§1—4 牵引电动机的额定数据

每一台牵引电动机都有一块铭牌，铭牌上标注了电机的定额和各种额定数据（额定功率、额定电压、额定电流、额定转速等），这些数据代表什么含义？它和我们了解和使用电机有什么关系？下面就简单介绍一下这个问题。

一、定额及额定数据

电机的定额是电机制造厂根据国家技术标准的要求，对电机全部电量和机械量的数值以及运行的持续时间及顺序所做的规定，它表示了电机的运行特点和工作能力，是制造厂对电

机进行性能分析和验证设计合理性的依据，也是应用部门正确使用电机的依据。按照运行的持续时间和顺序，电机定额分为连续定额、小时定额和断续定额三种，连续定额是指电动机在所规定的电压和磁场的条件下连续运转，而各部件的温升不超过允许的限值时所能承受的电流和其它相应的定额数值；小时定额是指电动机在所规定的电压和磁场下，从冷态开始运行一小时后各部件温升不超过允许的限值时所能承受的电流和其它相应的定额数值；断续定额是指电机长期运行于一系列完全相同的时间间隔，而温升不超过允许的限值时所能承受的电流和其它相应的定额数值。

根据机车运行的特点，牵引电动机的负载性质基本上是连续的和短时重复的，因此，牵引电动机规定了两个定额值，即连续定额和小时定额。根据牵引电动机技术标准的规定，连续定额为制造厂设计制造新电机时的保证值。

在规定定额的情况下，制造厂对电机的每一单个电量或机械量所规定的数值，称为电机的额定数据，如额定功率、额定电压、额定电流、额定转速及额定激磁电流等。

下面结合牵引电动机所规定的两种定额介绍一下各种额定数据的含意：

1. 额定小时功率

额定小时功率是指电机在规定的通风条件下，电机从冷态开始运行一小时，各部件的温升不超过允许值，电动机轴上输出的机械功率，以符号P_{Nh}表示。

2. 额定连续功率

当电动机在连续定额功率下工作，经过较长时间以后，电机温升在允许范围内不再增加，即达到损耗所产生的热量全部传给冷却空气的平衡状态，这个功率称为额定连续功率，以符号$P_{N\infty}$表示。

小时功率和连续功率概念上的区别在于：小时功率主要取决于电动机热容量的大小，即认为电动机在小时功率下工作时，其热量主要被电动机各部件热容量所吸收；而连续功率则取决于电动机的散热能力。显然，通风效果愈好，所能散去的热量愈多，连续功率也愈大。

3. 额定电压

额定电压是指电动机正常工作时加在电动机两端的输入电压，以符号U_N表示，它是设计电动机时的计算电压。

由直流接触网直接供电的直流牵引电动机，当其全部并联运行时，电机的额定电压等于接触网的额定电压。

在交流电力机车中，由于采用了变压装置，牵引电动机的额定电压不受接触网电压的限制，可以根据机车和牵引电动机在设计和运用方面最经济、最可靠的条件来选择。

在电传动内燃机车中，为了充分利用柴油机的功率，牵引电动机的外加电压有一个调节范围，其铭牌上标注了两个额定电压（如ZQDR-410型牵引电动机的额定电压为550/770伏），表示电动机可在这个电压范围内调节使用，但电动机导电部分和机壳的绝缘应以最大电压来计算。

4. 额定电流

额定电流是指电动机运行时允许从电源输入的电流。这里所谓“允许”，是从发热的观点谈的，也就是针对电动机的绝缘等级规定的温升限值说的。

电流的温升限值在JB1093-67中有详细而明确的规定，见表1—2。

应该提到，表1—2中所列的温升限值，是指位于海拔为零米、周围冷却空气为25°C时说的。机车运行时，外界条件不一定符合上述情况，牵引电动机的电流限值可以根据机车

运行区段的气温情况进行调整。一般地说，在寒带地区或寒冷季节，牵引电动机的负载电流可以大一些；在炎热地区或炎热季节，牵引电动机的负载电流应该小一些。

在电力机车牵引电动机中，与额定连续功率和额定小时功率相对应的电流称为额定连续电流$I_{N\infty}$和额定小时电流I_{Nh}，它们和功率、电压的关系为

$$I_{N\infty}=\frac{P_{N\infty}}{U_N\eta_\infty}\cdot 10^3 \quad (安)$$

及

$$I_{Nh}=\frac{P_{Nh}}{U_N\eta_h}\cdot 10^3 \quad (安)$$

式中　功率单位为千瓦，电压为伏；

η_∞和η_h——分别代表连续和小时额定工作状态时的效率。

表1－2

绝缘等级	定额	部件	测量方法	允许温升(℃)
E	连续、小时和断续	电枢绕组	电阻法	105
		定子绕组	电阻法	115
		换向器	电温度计法	105
B	连续、小时和断续	电枢绕组	电阻法	120
		定子绕组	电阻法	130
		换向器	电温度计法	105
F	连续、小时和断续	电枢绕组	电阻法	140
		定子绕组	电阻法	155
		换向器	电温度计法	105
H	连续、小时和断续	电枢绕组	电阻法	160
		定子绕组	电阻法	180
		换向器	电温度计法	105

在内燃机车牵引电动机中，为了保持牵引发电机恒功率运行，与两个电压相对应的也有两个电流值，即表示牵引电动机电流可以在这个范围内调节运用。

5. 额定转速

额定转速是指电压、电流和功率都为额定值时转子的旋转速度，单位以转/分表示。小时定额和连续定额下的额定转速分别为n_{Nh}和$n_{N\infty}$。额定转速为每一电机最有利的转速，在此转速下运行可以保证电机有效材料的充分利用。

除上述几项额定数据外，在牵引电动机铭牌上还有激磁方式、通风量、绝缘等级等数据，这些数据将分别在有关章节中介绍。下面简单介绍一下牵引电机的产品型号。

二、产品型号

我国牵引电机型号是根据第一机械工业部颁发的电工产品型号编制办法统一编制的，它由汉语拼音字母和阿拉伯数字组成。

铭牌上的ZQ是表示“直”流“牵”引电动机，汉语拼音后面的阿拉伯数字表示功率千瓦数。脉流牵引电动机基本上是按直流牵引电动方法设计的，所以也用ZQ来所示。电传动内燃机车上，用ZQFR表示牵引发电机，ZQDR表示牵引电动机，“R”表示“热”电机车

（内燃机车为热电机车）的意思，后面的阿拉伯数同样表示该电机的功率千瓦数。比如，ZQ-76是地下铁道用的直流牵引电动机，ZQDR-410为东风4型内燃机车上用的牵引电动机，ZQ650-1为韶山1型电力机车上用的脉流牵引电动机等。铭牌格式如下：

脉流牵引电动机

型号	ZQ650-1		连续定额	小时定额	最大
		功率	630千瓦	700千瓦	
绝缘等级	定子/电枢 H/B	电压	1500伏	1500伏	1650伏
激磁方式	串激	电流	450安	500安	90秒810安
额定磁场	95%	转速	900转/分	875转/分	1835转/分
技术条件		重量	4000公斤		
序号					

年 月 日

×× 制造工厂

第二章　直流牵引电动机的换向

§2—1　火花现象

人们在生产实践中发现，运行中的直流电机，在电刷和换向器之间常常会发生火花，火花通常是发生在后刷边的，前刷边发生得较少，如图2—1所示。发生火花是直流电机换向不良的直接表现。如果火花在电刷上范围很小，亮度微弱，呈浅蓝色，它对电机运行并无危害。但如果火花在电刷上范围较大，比较明亮，呈白色或红色，则对电机运行就有危害。程度强烈的火花，会将电刷和换向器表面很快烧损，使电机不能正常工作。

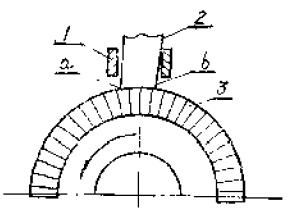


图2—1　电刷和换向器示意图
1——刷盒，2——电刷，3——换向器，a——后刷边，b——前刷边。

火花大小直接反映了直流电机换向的好坏。为了说明火花大小程度及其对电机运行的影响，我国国家标准“电机基本技术要求”中，对直流电机换向器上的火花等级做了规定，见表2—1。

表2—1

火花等级	电刷下火花的特点	换向器及电刷的状态	示意图
1	无火花	换向器上没有黑痕，电刷上没有灼痕。	
$1\frac{1}{4}$	电刷边缘仅小部分有微弱的点状火花。或者非放电性的红色小火花。		
$1\frac{1}{2}$	电刷边缘大部分或全部有轻微的火花。	换向器上有黑痕，但用汽油能除去，同时在电刷上有轻微的灼痕。	
2	电刷边缘全部或大部分有强烈的火花。	换向器上有黑痕，用汽油不能擦除，同时电刷上有灼痕。如短时出现这一级火花，换向器上不出现灼痕，电刷不被烧焦或损坏。	
3	电刷的整个边缘有强烈的火花，同时有大火花飞出。	换向器上黑痕相当严重，用汽油不能擦除，同时电刷上有灼痕，如在这一火花等级下短时运行，则在换向器上将出现灼痕，同时电刷将被烧焦或损坏。	

表中1级、$1\frac{1}{4}$级和$1\frac{1}{2}$级火花，均为持续运行中对换向器和电刷无害的火花。在2级火花作用下，换向器上会出现灰渣和黑色的痕迹，随着运行时间的延长，黑色痕迹将逐渐扩展，同时电刷和换向器磨损也显著增加。因此，2级火花只允许在短时间出现。电机运行时是不允许出现3级火花的。

根据有关标准规定，牵引电动机运行时的火花等级应限制在下述范围内：在额定磁场和各削弱磁场级上，从额定电流到相应于最大转速的电流之间的所有情况下，火花不应超过

$1\frac{1}{2}$级，而在其它情况下（短时冲击负载）不应超过 2 级。

牵引电动机在运行中的火花情况，除使用专门仪器测定外，是很难直接观察到的。因此，通常是以换向器及电刷的表面状态作为确定火花等级的依据。

直流电机在运行中为什么会产生火花呢？它的原因是很复杂的。通过不断的实践和分析研究得知，产生火花有电磁、机械和化学等原因，这些原因又互相影响，构成一个复杂的关系。机械和化学的原因是外部原因，可以通过严格电机制造工艺和加强运行中维护保养等办法来解决。电磁原因是直流电机产生火花的内部原因，它是由于电机换向不良造成的。为了弄清楚这一问题的实质，必须首先弄清楚什么叫换向？怎么会造成电机的换向不良？进而再考虑采取什么措施来改善直流电机的换向。实际上，换向是直流电机一个很复杂又很重要的问题，对于大功率的牵引电动机尤其如此，因为牵引电动机的运行条件非常困难。因此，在本章中，除了讨论有关换向问题的一般原理之外，将较深入地谈到有关牵引电动机的换向问题。

§2—2　换向过程的基本概念

当旋转的电枢元件从一条支路经过电刷进入另一条支路时，该元件中的电流就从一个方向变换为另一个方向，这种电流方向的变换，称之为换向。

为了了解每个元件电流换向的过程，我们以一个单迭绕组元件为例来进行分析。为简便起见，假设电刷宽度b_b等于一个换向片的片距β_k（如图 2 — 2 所示），电刷固定不动，换向器以线速度V_k向左移动，所讨论的元件用粗线表示。

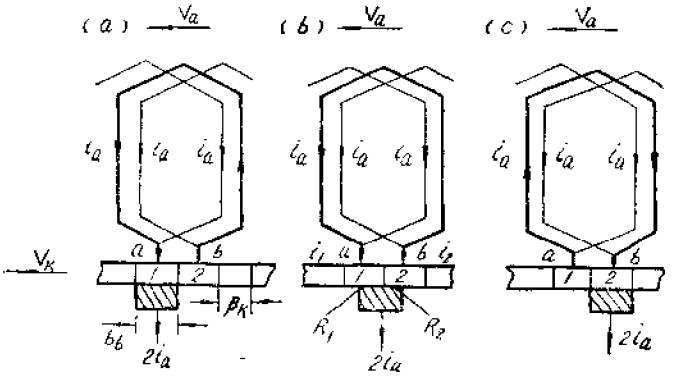


图 2 — 2　换向元件中电流换向过程

换向开始时，电枢转到电刷与换向片 *1* 相接触的位置（图 2 — 2 *a*），这时换向元件属于电刷右边的一条电枢绕组支路，元件中流过的电流 i 等于电枢绕组的支路电流 i_a。电枢继续转动，当电刷与换向片 *2* 开始接触时（图 2 — 2 *b*），换向元件被电刷短路，这时，随着换向器的移动，换向元件中的电流 i 开始减小，当减小到零之后，再反向增加。当电枢继续转到电刷只与换向片 *2* 接触时（图 2 — 2 *c*），换向元件则属于左边的一条支路了，这时，元件中的电流仍等于电枢绕组的支路电流 i_a，但其方向与原来的方向相反。至此，该元件的换向过程结束。

换向元件从换向开始到换向结束所经历的时间，叫做换向周期，以符号 T_K 表示，T_K 也就是换向过程中换向器在空间移过距离 b_b 所需的时间，所以

$$T_K=\frac{b_b}{V_K} \qquad (2-1)$$

换向周期是很短的，通常只有千分之几秒。图 2—3 画出了电枢绕组中的一个元件里电流随时间变化的波形，其中 T 是元件从正电刷到负电刷所经历的时间。

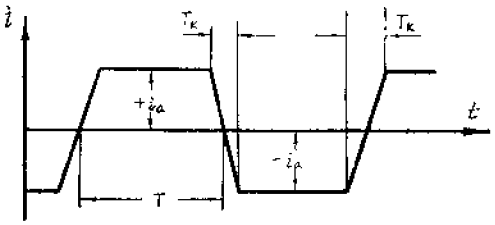


图 2—3　电枢元件中电流随时间变化关系

事实上，直流电机的换向过程是很复杂的。因为，在很短的一段时间 T_K 内，换向元件中的电流要从 $+i_a$ 变到 $-i_a$，由于换向元件本身的自感，当电流改变方向时，在换向元件中将产生自感电势，该电势又倾向于阻止电流换向。在弄清换向过程的简单事实之后，就可以着手分析换向元件内部的电磁关系，以及在什么情况下将引起电机换向不良而产生电磁火花。

§2—3　产生火花的电磁原因

产生火花的电磁原因，主要是电枢电流经过电刷换向时，由于受到某些磁场的作用，换向元件感应出一些电势，这些电势作用在换向元件的闭合回路内，会产生一个附加电流 i_K，当 i_K 足够大时，便会在电刷下产生火花。因此，研究换向元件中存在哪些电势，这些电势又怎样影响电流变化的规律，换向元件中电流变化所引起的后果如何，以及在什么情况下将引起换向不良而产生火花，就是这一节需要讨论的问题。

一、换向元件中的电势

在没有换向极的电机中，换向元件由于电流换向和受到电枢磁场的作用，将产生两种电势：电抗电势和电枢反应电势。这两种电势都是阻止电流换向的，为了抵销它们给换向带来的不利影响，通常直流电机都安装换向极（又称附加极），并使它形成一定极性的磁场。这样，换向元件切割换向极磁场，又产生一个电势，我们称它为换向电势。这一换向电势的产生，即帮助了换向。下面我们将分别介绍这三种电势是如何产生的，并讨论其性质及它们之间的相互关系。

（一）电抗电势 e_r

为简单明了地说明问题，我们以一台简单电机（单迭绕组、整距、虚槽数等于 1，电刷宽度等于换向片宽度，忽略片间绝缘厚度）为例进行分析，如图 2—4 所示。这时，每一极下只有一个元件在换向。但由于是整距元件，相邻磁极下的换向元件是嵌在同一槽中。因此，所要讨论的那个元件，它的有效边所在的槽中，必定是上下层元件同时换向。由于换向元件中的电流在很短的换向周期内由 $+i_a$ 变化为 $-i_a$，则它所产生的漏磁通也相应地变化，于是在换向元件中就产生了自感电势 e_L。在槽中同时进行换向的下层元件产生的漏磁通也是和上述元件相交链的，因此，在该元件中除产生自感电势外，还引起互感电势 e_M。自感电势和互感电势之和，就称为电抗电势 e_r，即

$$e_r=e_L+e_M=-L_r\frac{di}{dt}\ (\text{伏}) \qquad (2-2)$$

式（2—2）中，L_r称为换向元件的合成电感，单位为亨，它的物理意义是：当换向元件都通过一安培电流时，在被研究的那个元件中所产生的总磁链数（磁链数的单位为韦伯）。$\frac{di}{dt}$为电流的变化率，单位是安/秒。

根据电磁感应定律可以判定：电抗电势e_r的方向和换向前电流的方向是一致的，亦即在换向元件中电抗电势的作用是阻碍电流换向的，图2—4中画出了电抗电势的方向。

由于换向电流随时间变化的规律很复杂，因此电抗电势的瞬时值$e_r=f(t)$也很难计算，这里只介绍了简单的物理概念。牵引电动机中常用的电抗电势计算方法，将在§2—9中详细讨论。

（二）电枢反应电势e_a

电枢反应电势是换向元件切割电枢反应磁场所产生的电势。当电机带负载以后，电枢中就有电流，因而电机除了有主磁场外，还存在着电枢磁场，如图2—5所示。由图可知，在几何中性线处，主极磁场等于零，但在这儿存在着较强的电枢反应磁场，当电机旋转时，处于几何中性线上的换向元件边，将切割交轴电枢反应磁场而产生电势，这个电势就是电枢反应电势e_a。根据右手定则可以判定：e_a的方向也是和换向前电流方向相同的，亦即e_a和e_r方向一致，因此，这个电势也是阻碍电流换向的。

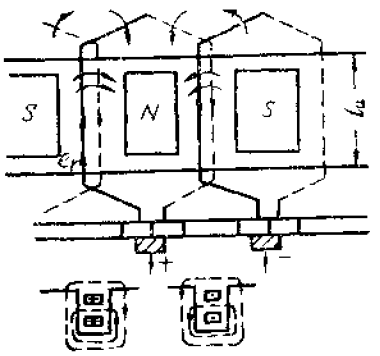


图2—4　换向元件的漏磁通

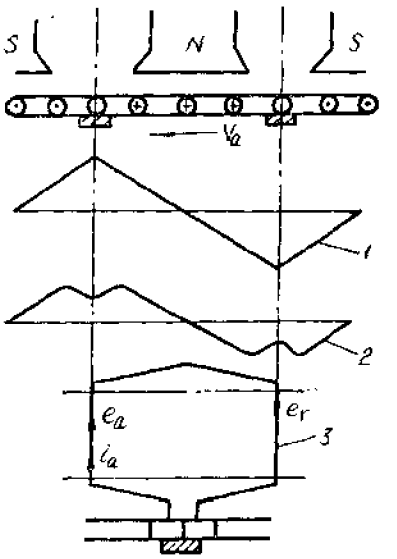


图2—5　电枢磁场图

1——交轴电枢反应磁势；2——交轴电枢反应磁密；3——换向元件。

电枢反应电势e_a可以用一般计算旋转电势的方法来计算，即

$$e_a=2W_r l_a V_a B_a\times 10^{-8}\ (\text{伏}) \qquad (2-3)$$

式中　W_r——换向元件的串联匝数；

l_a——电枢有效长度，厘米；

V_a——电枢圆周线速度，米/秒；

B_a——电枢反应交轴磁场的磁密，高斯。

（三）换向电势e_K

上面所讨论的两个电势e_r和e_a是没有换向极的电机中换向元件中的感应电势，不论在电动机或发电机中，e_r和e_a的方向都是阻止电流换向的。因此，e_a和e_r越大，对换向越不利。为此，除功率很小的电机外，一般电机都安装换向极，它装置在几何中性线上。换向极

的极性应有适当的配合，以使它的磁势与交轴电枢反应磁势相反，见图 2 — 6 。这样，由换向元件切割换向极磁场产生的换向电势e_K，其方向与e_r和e_a的方向相反，用来抵消 e_r 和 e_a 对换向不利的影响。

换向电势也是属于旋转电势性质的，它也是用计算旋转电势的方法来计算的。假定换向极磁势单独存在时，换向区（换向元件边所在的一部分电枢表面）的磁密为 B_K，则换向元件切割B_K产生的换向电势e_K为

$$e_K = 2W_s l_s V_a B_K \times 10^{-6} \text{（伏）} \qquad (2-4)$$

式中各参数的单位和式（2 — 3）中所规定的单位相同。

综合上面的讨论，可以知道，当电机换向时，在换向元件中存在着三个电势：电抗电势e_r、电枢反应电势e_a和换向电势 e_K。前两个电势是电机在换向时换向元件内部产生的，它们都倾向于阻止电流换向。后一个电势是元件切割换向极磁场产生的，方向应和前两个电势相反，其目的是为了帮助电流换向。

当换向电势e_K选择得合适，使e_K与e_r和 e_a 恰好可以相互抵消时，换向元件中的合成电势等于零，电机就得到满意的换向，如果换向极磁场的磁密没有配合好，则合成电势 Σe 就不等于零，这时在换向元件中将产生附加电流，过大的附加电流会使电机换向恶化。

下面，我们讨论合成电势 Σe 可能出现的各种情况，并分析换向元件中电流变化规律。

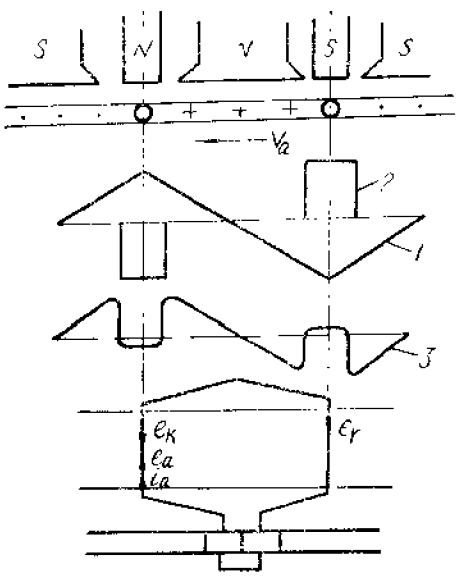


图 2 — 6　有换向极时气隙磁场图
1 —— 交轴电枢反应磁势；2 —— 换向极磁势；
3 —— 合成磁密。

二、换向元件中电流变化的规律

在图 2 — 7 中，虚线表示由换向元件和电刷所构成的闭合回路，i_1和 i_2 为电枢元件和换向片之间连接导线中的电流，S_1和S_2为电刷与换向片 *1* 和 *2* 之间的接触面积，R_1和R_2为它们的接触电阻。

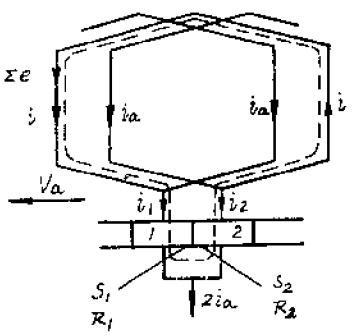


图 2 — 7　换向元件和电刷构成的闭合回路

由于元件电阻和连接导线电阻相对于接触电阻而言数值很小，可以忽略，因此虚线所示回路的方程式为

$$i_1 R_1 - i_2 R_2 = \Sigma e \qquad (2-5)$$

要求解这个方程式，首先要找出i_1、i_2和换向电流 i 之间的关系，以及R_1、R_2和时间 t 之间的关系。

从图中不难看出，i_1、i_2和i之间的关系为

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= i_a + i \\ i_2 &= i_a - i \end{aligned}\right\} \qquad (2-6)$$

R_1、R_2和t之间的关系又是怎样的呢？当电刷和换向片之间的接触电阻率不变时，接触电阻R_1、R_2反比于接触面积S_1、S_2。设t为从换向元件开始换向的起算时间，例如在图2—2中，$t=0$就是电刷完全覆盖换向片1的瞬刻，$t=T_K$就是电刷完全覆盖换向片2的瞬刻。不难理解，S_1、S_2分别正比于$\frac{T_K-t}{T_K}$、$\frac{t}{T_K}$，因此R_1和R_2就分别正比于$\frac{T_K}{T_K-t}$和$\frac{T_K}{t}$。于是存在下面的关系，即

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= R\frac{T_K}{T_K-t} \\ R_2 &= R\frac{T_K}{t} \end{aligned}\right\} \qquad (2-7)$$

式中　R——电刷和某一换向片完全接触时的接触电阻。

把上述各关系式代入回路方程式，得

$$(i_a+i)R\frac{T_K}{T_K-t}-(i_a-i)R\frac{T_K}{t}=\Sigma e$$

解这个方程式，可得

$$i=i_a\left(1-\frac{2t}{T_K}\right)+\frac{\Sigma e}{R\left(\frac{T_K}{t}+\frac{T_K}{T_K-t}\right)} \qquad (2-8)$$

分析式（2—8）可知，换向元件中的电流i由两部分组成：前一部分和时间t成直线关系，称为直线换向电流；后一部分为由合成电势Σe产生的电流，称为附加换向电流。换向电流i的变化情况可以分别以$\Sigma e=0$、$\Sigma e>0$和$\Sigma e<0$三种情况来进行讨论。

（一）电阻换向

在理想的情况下，换向电势e_K恰好与e_1和e_2两个电势大小相等，方向相反，元件中的合成电势$\Sigma e=0$，这时换向元件中电流的变化仅决定于换向回路的电阻，故称电阻换向。从图2—2可以看出，随着换向片1与电刷接触面积的减小，它们之间的接触电阻逐渐加大时，换向片2与电刷的接触电阻则逐渐减小，因此从换向片1导出的电流减小，从换向片2导出的电流增加，故换向元件中的电流i是均匀地从$+i_a$变到$-i_a$的，如图2—8所示。这个结论也可从公式（2—8）推导出，因为$\Sigma e=0$，则换向电流为

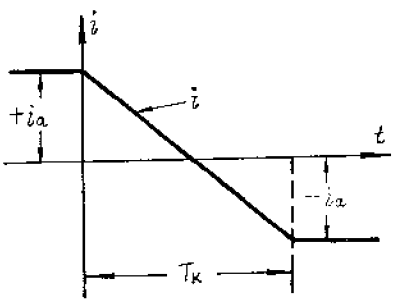


图2—8　直线换向

$$i=i_a\left(1-\frac{2t}{T_K}\right) \qquad (2-9)$$

由图2—8和式（2—9）可见，换向电流i对时间t按直线关系变化，所以电阻换向又称直线换向。

直线换向的特点是电刷接触面上电流密度的分布始终是均匀的，它是一种理想的换向情况。

（二）延迟换向

在一般情况下，换向电势e_K并不能恰好抵消e_a和e_r，如果换向极的磁场较弱，则$e_K<e_a+e_r$，合成电势$\Sigma e\neq 0$，由公式（2－8）可知，这时换向元件中产生一个附加电流i_K。根据楞次定律知道，由e_r以及与它同方向的e_a产生的附加电流i_K是阻止换向电流i变化的，如图2－9（a）所示。因此后刷端的电流密度比前刷端的大，同时换向电流改变方向的时刻推迟了，如图2－9（c）中曲线2所示，故称之为延迟换向，延迟换向又叫做欠补偿换向。

如果e_a+e_r比e_K大得很多，将造成过分延迟换向。这时，后刷边的电流密度较前刷边的电流密度大得很多。

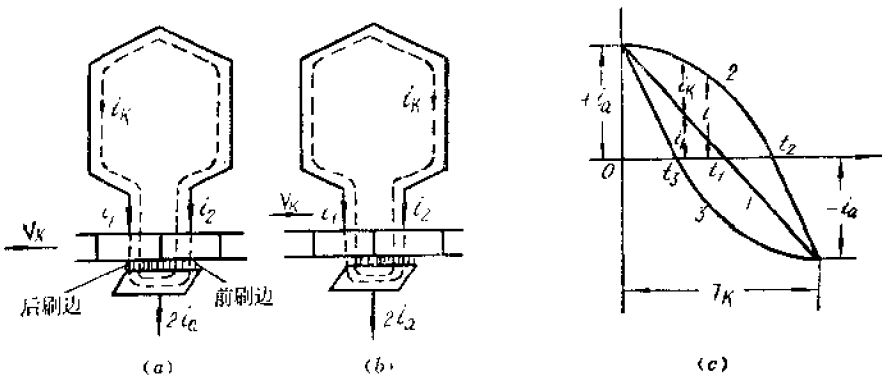


图2－9　$\Sigma e\neq 0$时的换向电流图

（a）延迟换向　（b）加速换向　（c）换向电流曲线

1——直线换向；2——延迟换向；3——加速换向。

（三）加速换向

如果换向极的磁场较强，则$e_K>e_a+e_r$、$\Sigma e\neq 0$，在这种情况下，换向元件中的附加电流i_K改变了方向，如图2－9（b）所示。因此，使前刷端的电流密度增大，同时换向元件中总的电流变化曲线（图2－9（c）中曲线3）改变方向的时刻（t_3）比直线换向时提前了，故称为加速换向，又叫做过补偿换向。

当e_K过强以至形成过分的加速换向时，前刷边的电流密度可能很大。

三、关于产生火花电磁原因的解释

根据前面的分析，过分的延迟换向和过分的加速换向，会引起后刷边和前刷边的电流密度增大，似乎可以认为它是产生火花的电磁性原因。但是实践证明，产生火花的直接原因并不是电流密度大。因为在近乎直线换向时，即使平均电流密度达200安/厘米^{2}以上，后刷边电流密度达350～400安/厘米^{2}时，也没有发生火花（正常运用中，电刷平均电流密度为8～20安/厘米^2）。经过不断的实践和总结，目前对产生火花的电磁原因有如下看法：

1．当直线换向时，尽管电刷电流密度可能很大，电刷下不会产生火花；

2．当延迟换向不太严重时，在换向开始和结束的瞬间（$t=0$，$t=T_K$），附加电流i_K都等于零（图2－9 c中曲线2）。这时，后刷端电流密度虽然很大，但并不产生火花。只有在过分延迟换向时，当$t=T_K$时，i_K还未降到零，在换向元件和电刷断开的瞬间，换向元件中的i_K以电磁能量$\frac{1}{2}L_r i_K^2$的形式释放出来，当这部分能量足够大时，电刷下就要产生火花。因此，可以认为，附加换向电流过大是产生火花的电磁原因。

3．过分的加速换向，使前刷边电流密度增大，这个增大的电流又集中在电刷和换向片

最初接触的少数点上，使电刷局部过热而产生火花。

§2—4 产生火花的机械原因

电机运行时火花的产生，机械方面的原因也是很常见的，尤其是牵引电动机，因为它在运行中受到很大的振动。机械火花的产生，主要是电刷和换向器接触不稳定或者是工艺装配不符合要求所引起的。机械原因可以归结为两类：

1. 由于换向器及电机旋转部分的缺点；
2. 由于电刷装置的缺点。

第一类原因包括：

（1）换向片凸出或者片间云母凸出；

（2）换向器偏心；

（3）在运行中换向器表面变形（如呈椭圆形、腰鼓形或锥体形），对于大功率、大电流的电机更容易发生这种情况；

（4）电机动平衡不好或组装质量不良；

（5）换向器表面有斑痕、毛刺及拉伤的沟纹等。

第二类原因包括：

（1）电刷接触面研磨得不光滑，电刷接触不好或只局部接触；

（2）电刷在刷盒中太松或太紧，造成电刷跳动、倾斜或将电刷卡死；

（3）电刷上压力不合适；

（4）刷握装置不稳固等。

总之，产生火花的机械原因是多种多样的，有时可能是几种原因同时起作用。因此，电机零部件的制造和组装，必须有严格的工艺要求。电机运行时，一旦出现火花，应根据具体情况仔细检查与分析，首先找出机械方面的原因，并采取措施加以消除。

为保证牵引电动机运行时不出现机械火花，在其工艺技术要求和检修维护规则中，对影响换向的各机械量都有相应的规定。表2—2列出了ZQ650-1型脉流牵引电动机机械方面的限度值。

表2—2

名称	工艺技术要求	维护使用限度
1. 个别换向片凸片产生的跳窗	0.04（毫米）	0.05（毫米）
2. 换向器椭圆度	0.04（毫米）	0.05（毫米）
3. 电刷接触面积	≥80%	缺损不大于10%
4. 电刷压力	3.8～4.2（公斤）	3.8～4.2（公斤）
5. 电刷与刷盒内缘的间隙轴向圆周方向	0.13～0.40（毫米 0.05～0.2（毫米	0.26～0.8（毫米） 0.05～0.2（毫米）
6. 云母沟槽深度	1.0～1.5（毫米）	1.0～1.5（毫米）

为了保持换向器和电刷工作状态完好，对电机经常维护保养也是很重要的。例如换向器表面不洁时，应该擦净或用汽油洗涤。如果换向器表面受损或不光时，须用细砂布打光，必

要时精车换向器表面。

§2—5 改善换向的方法

改善换向的目的在于消除电刷下面火花。如前所述，机械方面的原因可以通过改进制造工艺获得解决，电磁性火花是直流电机换向不良的本质原因，因此，必须在充分认识换向内部矛盾规律性的基础上加以解决。本节重点分析消除产生火花的电磁原因。

从前面的分析中，我们对产生火花的电磁原因有了初步的认识，即主要是由于换向元件中附加电流i_K所引起的，为了改善换向，必须减小电流i_K。

由式（2—8）可以看出，减小附加电流i_K可以通过减小换向元件中合成电势Σe和增大此回路的电阻Σr两条途径来实现，现分别予以讨论。

减小换向元件中合成电势Σe有下面一些措施：

一、装设换向极

装设换向极是改善换向的最有效的方法，除功率很小的电机外，直流电机都装有换向极。

换向极装在电机的几何中性线上，如图2—10所示。因为只有这样才能保证换向极磁场和元件的换向区相对应。

换向极的作用是在换向区域内建立一个适当的外磁场，该磁场除了用来抵消交轴电枢反应磁场外，还要建立一个磁场，其磁通密度用B_K表示，电枢换向元件切割这个磁场在换向元件中产生一个与电抗电势e_r大小相等、方向相反的换向电势e_K，来抵消电抗电势的作用，使换向元件中合成电势为零，从而改善电机的换向。

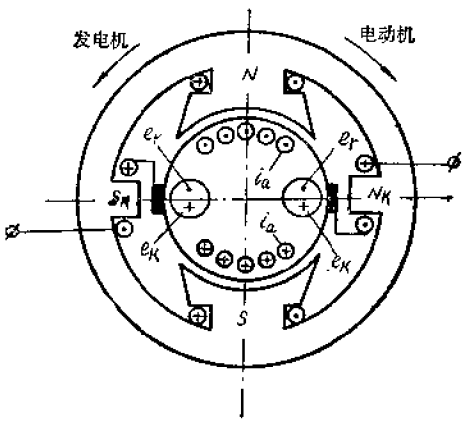


图2—10 用换向极改善换向
N、S——主极；N_K、S_K——换向极。

对换向极的要求应该是在电机整个负载范围内，尽量使换向电势e_K恰好抵消电抗电势e_r。

要满足这个要求，必须注意下面一些问题：

1. 换向极的极性要正确

换向极的极性一定要保证它的磁场方向与交轴电枢反应磁场方向相反。因此，对于电动机换向极的极性要和下一个（顺着电枢转向）主极极性相反；对于发电机换向极的极性则要和下一个主极的极性相同（参看图2—10所示）。

2. 换向极线圈必须和电枢绕组串联

电机运行时电抗电势e_r的数值并不是不变的，而是随着负载电流的变化而正比地变化，即：$e_r = Lr\frac{2i_a}{T_K} \propto I_a$。为了保证$e_K$在整个负载范围内时时抵消$e_r$，则要求$e_K$也必须随着负载电流的变化而正比例地变化。因此换向极线圈必须和电枢绕组串联。

3. 换向极磁路应该处于低饱和状态

因为e_K是换向元件切割B_K产生的，只有磁路不饱和，才能保证B_K和I_a成正比例变化，

同时满足了e_K正比例于I_a的要求。

为了使换向极磁路不饱和，在设计电机时，通常将换向极磁路的空气隙取得较大。但是，如果单纯增大换向极和电枢表面的空气隙，将使换向极的漏磁增加。为此，在大功率的直流电机中，特别是牵引电动机，常将气隙分成两部分，即电枢与换向极极靴之间的第一气隙和极根与机座之间的第二气隙，如图2—11所示。第二气隙垫以非磁性垫片（铜片或塑料垫片）。

采用第二气隙不仅能使换向极漏磁通减少，同时，在得到同样大小B_K情况下，使换向极磁路的饱和度降低，从而使B_K能随电流I_a正比例变化。在图2—12中，曲线*1*为没有第二气隙时e_K和I_a的变化关系，曲线*2*为有第二气隙时的情况。图上还画出了电抗电势e_r曲线。由图可知，有第二气隙的剩余电势Δe_1小于没有第二气隙的剩余电势Δe。因此，采用第二气隙可以提高电机的过载能力。另外，当电机运行时，如发现换向极磁场过强或过弱时，还可以通过调节第二气隙的大小来调整B_K的数值，使电机获得满意的换向。

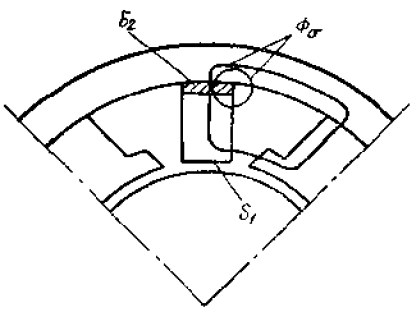


图2—11　换向极的气隙
δ_1——第一气隙；δ_2——第二气隙；Φ_σ——漏磁通。

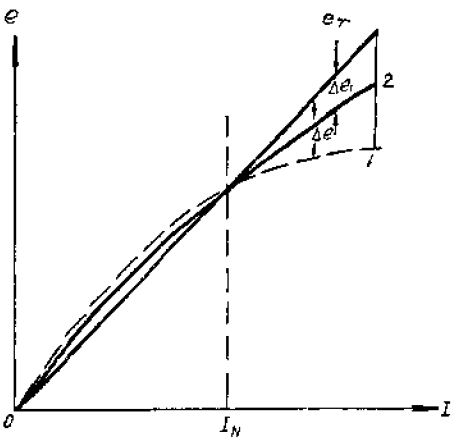


图2—12　有第二气隙时换向元件中的剩余电势

二、减小电抗电势e_r的数值

为达到电机满意的换向，在设计电机时，希望电抗电势e_r尽可能小些，这时抵消电抗电势作用的换向电势e_K也就小些。当这两个电势的绝对值都减小以后，它们合成后的剩余电势Δe的相对值也相应减少，这样就改善了电机的换向条件。另外，由于减小了电抗电势，相应地换向极磁密也可以减小，在换向极气隙较小的情况下，也能保证磁路处于低饱和状态，从而使e_K在负载变化时随时能抵消e_r的作用。

上面讨论了如何减小换向元件中的合成电势，下面再讨论如何增加换向回路中的电阻。增加换向回路电阻的最主要方法是选择合适牌号的电刷，因为电刷和换向器之间的接触电阻是换向回路最主要电阻。不同牌号的电刷有不同的接触电阻。从改善换向的角度出发，希望电刷的接触电阻大一些。但是，提高接触电阻会使电刷的接触压降ΔU_b增加，从而使电刷接触处的损耗加大，发热加剧。因此，在选用电刷时，应根据具体的电机来考虑。对于一般中小型直流电机，采用石墨电刷即可。对于换向比较困难的电机，常采用接触压降较大的硬质电化石墨电刷，对于低电压大电流的电机，采用接触压降ΔU_b较小的铜石墨电刷较好。

对于牵引电动机，由于其换向条件比较困难，为了更好的抑制电磁火花，则要求它的电刷材料和结构都较高，例如：

1. 要有良好的换向能力；

2. 有足够的机械强度和耐磨性，并且对换向器磨损要小；

3. 有良好的成膜性能、较大的过载能力和高的工作电流密度等。

这些要求既互相影响又相互矛盾。例如，就良好的换向能力而言，则要求电刷有较高的电阻率，并且在结构上多孔，这样就会影响电刷的机械强度和磨损率；就机械强度和磨损率而言，则要求有密实的结构，但又会影响电刷的换向性能。

目前，牵引电动机上广泛采用高接触电阻的电化石墨电刷。我国生产的ZQ650-1型和ZQDR-410型牵引电动机皆采用国产DS74B型电刷。该型号电刷电阻率高、多孔、换向性能好、电流容量大，但机械强度差，磨损较大。为了提高电刷的耐磨性能，我国电碳厂和牵引电机制造厂对电刷质量的改进做了许多工作，已研制成了分裂式的DS74B4型电刷，实践表明，这种电刷无论是换向性能或耐磨性都是较好的。

为了增加换向回路的电阻和改善电刷和换向器的接触，在牵引电动机中广泛地采用分裂式电刷。图2—13为双分裂式电刷。这种结构是两块电刷放在同一刷盒中，电刷顶部有一块微孔橡胶垫，由于每片电刷质量小、惯性小，使电刷和换向器接触良好。同时，橡胶垫可以吸收一些电刷的振动，改善了电刷的换向性能。此外，在两片电刷的接触面上增加了换向回路的横向电阻。实践证明，采用这种电刷结构可以降低电刷下的火花。

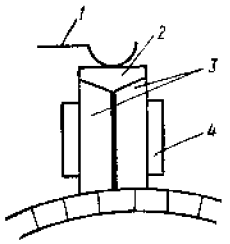


图2—13 分裂式电刷
1——压指；2——橡胶垫块；
3——电刷；4——刷盒。

从以上分析可知，电刷性能和结构对电机换向影响很大，选用电刷也是一个重要的工作，必须根据不同电机的具体情况来考虑。另外，在选用电刷时，还应该注意下面一些要求：

1. 在同一台电机中，必须采用相同牌号的电刷，否则电刷间的负载分配不均，接触电阻小的电刷流过的电流较大，以致过热而使换向恶化。

2. 电刷的接触电阻是以接触压降来表示的，接触压降和电流密度有关，当电刷电流密度较小时，随着电流密度的增大，接触压降也相应增大，当电流密度达到一定数值后，接触压降不再增加，这时，换向回路的接触电阻随电流密度增加成反比减少，这是我们所不希望的。因此，电刷的电流密度有一定限制范围。在牵引电动机中，电刷电流密度一般在12～16安/厘米^{2}的范围内选用。

3. 电流自换向器流到电刷时的接触压降较大（即发电机正电刷接触压降大；电动机负电刷的接触压降大），通常所说的接触压降是指正负电刷下的总压降。

4. 在正常使用条件下，温度升高会使电刷的接触压降减小，可能引起换向不良；

5. 电刷上单位面积压力必须合适，压力过大将引起电刷很快磨损，压力过小会使电刷跳动产生火花。对于抱轴式悬挂的牵引电动机，电刷上的单位压力，一般取为300～400克/厘米^2。

§2—6 换向器滑动面的薄膜

换向的电磁理论是把电刷和换向器之间的接触看成是处处密合和均匀的，即认为电刷和换向片的接触电阻是和接触面积成反比的。但实际上电刷和换向片间的接触导电现象是相当

复杂的。

近代，在实践的基础上，人们对换向器接触面的性质进行了大量的研究，提出了关于电刷和换向器滑动接触的新概念。这一概念的要点是：在正常情况下，当电机长期运行之后，换向器表面会覆盖一层很薄的薄膜，这层薄膜的形成，使换向回路中的电阻加大，它对换向非常有利。

换向器薄膜是电刷和换向器接触过程中形成的，它由两个主要成分构成：

1. 金属氧化膜，它由氧化铜和氧化亚铜的混合物组成；

2. 由微小的碳粒、石墨和其它附着物组成的碳膜。

薄膜形成的过程可以这样解释：由于大气中存有水蒸汽，使电刷和换向器表面都覆盖着一层水膜，当电机工作时，电刷和换向器接触面上流过电流，该电流使水汽发生电解作用，电刷和换向器形成两个极，正极产生氧，负极产生氢。由于换向器的氧化作用，故在换向器表面形成一层氧化铜和氧化亚铜组成的薄膜。同时，在这层金属薄膜上面又吸附着一层非常小的、有粘性的石墨和碳粉组成的薄膜，其结构如图2—14所示。

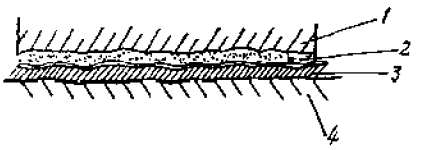


图2—14 换向器滑动面薄膜图

1——电刷；2——石墨碳粉；3 一氧化亚铜；4——换向器。

通过观察研究证明，当电机运行时，上述两个成分的薄膜，各起各的作用：氧化膜本身具有较高的电阻，使电刷和换向器接触电阻加大，从而改善了电机的换向；碳粉附着物在吸收空气中的水分之后将产生良好的润滑作用，减小了电刷与换向器之间的摩擦和磨损，使电刷运行稳定。

当电机工作时，金属氧化膜在电刷摩擦下被破坏，但是当电流流过，由于电刷和换向器对空气中水分的电解作用，加之温度较高，又会使铜表面形成新的薄膜。该薄膜不断形成与破坏，对正常运转的电机会维持一种动态平衡。

薄膜的形成及其颜色，还与电刷的材质和耐磨性、电刷的压力和电流密度、换向器表面光洁度、电机运转时间的长短以及周围环境污染情况等许多因素有关。当电刷性能不合适、电刷压力过大，或者在高原缺氧、缺水分以及周围空气中有某种化学气体的环境下，都会使换向器薄膜遭到破坏，而引起火花。如果电机运行正常，即如果没有机械的、电化学的和热的因素干扰，薄膜呈现为富有光泽的棕褐色。从运用观点看，只要薄膜是均匀、稳定、光亮和呈棕褐色的，则认为电机的换向是满意的。

当电机正常运用条件被破坏，或者电机内部发生故障时，就会引起薄膜形态的破坏。

根据运用经验和对换向器表面状态的实际观察，牵引电动机换向器薄膜的不正常状态，主要有以下几种：

1. 在换向器表面出现有规律和无规律分布的黑痕，即是换向器表面存在有害火花的反映。因为当火花达到一定程度时，其热效应使局部接触面产生高温，引起铜和碳的气化，使铜表面变得粗糙，并出现无光泽的黑膜。有规律黑痕的出现，在多数情况下是由于电机定子装配方面的缺陷所引起的，例如：

电刷不在中心线上；

换向极安装不妥造成极下气隙不均匀；

主极和换向极沿定子圆周不等距分布；

换向极线圈有匝间短路以及电枢绕组或均压线与换向片之间某处焊接不好等。

这些原因都会使电抗电势e_r得不到很好的补偿而产生火花。

无规律的黑痕和污斑的出现，多数是由于机械方面的因素，使电刷与换向器接触不稳定所引起的。实践证明，在采用带有橡胶垫的分裂电刷后，上述现象将有很大程度的改善。

2. 沿换向器圆周出现条纹

条纹的形状总是沿换向器圆周表面形成的圆环，其宽度是不规则的。条纹的形成是由于电刷接触面上嵌有铜粒子，或者由于薄膜不均匀而引起的电流集中，以及由于电刷的机械摩擦作用，使局部薄膜变薄或消失而造成的。

3. 电刷下的换向器圆周出现轨痕

其主要原因是同一刷握内各并联工作电刷负荷分配不均，它是由电刷各压指压力不均、刷辫和电刷连接不良以及电刷高度相差较大等因素引起的。

4. 换向器薄膜完全消失

这表明电刷和换向片之间有很大的摩擦。这种现象常发生在低温、低负荷及低湿度情况下。例如：在严寒干燥的冬季，当机车高速运行时，换向器薄膜可能完全消失。这时，换向器及电刷的磨损也显著增加，必要时须更换经特殊处理的电刷，使其重新建立换向器薄膜。

总之，在电机运行时，必须经常注意和检查换向器的表面状态，及时察觉薄膜变化情况，一旦发现换向器表面出现异常现象，须及时找出原因并采取措施，以保证电机正常运行。

§2—7 换向器上的环火

当剧烈地改变电机的负载或突然发生短路故障时，常常会引起直流电机换向器上发生环火。在高压的直流或脉流牵引电动机中，特别是在磁场削弱情况下，也容易产生环火。所谓环火是指正、负电刷间被很长的强烈的电弧所短路。在产生环火的瞬间，电机发出巨大的响声，所以环火又俗称“放炮”。出现环火时，电弧可能由换向器表面飞跃到换向器前压圈、磁极铁芯或机壳，使电机接地，这种现象称为飞弧。

环火和飞弧，常常给电机造成破坏，轻则烧伤换向器和刷握，使换向器升高片线槽中的焊锡熔化，造成甩锡和绕组匝间短路。重则可能把电枢绕组烧断、甩出，造成电机“扫膛”和换向器表面烧损事故。

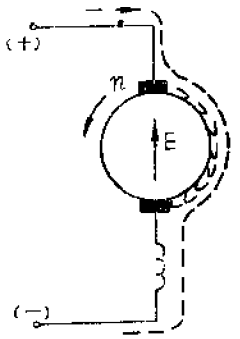


图 2—15 环火示意图

此外，当电机发生环火时，实际上电动机运行状态将变为发电机运行状态，如图 2—15所示。这时，电源来的电流，经环火电弧直接流入激磁绕组，被加强的激磁磁场使电动机反电势猛增，这个反电势又通过环火电弧而直接短路，使电枢绕组中的电流反向，因此，电机将产生一个很大的制动转矩。如果电力机车或内燃机车上的牵引电动机发生环火，由于列车惯性很大，环火电机所传动的车轮踏面可能被严重擦伤；如果是电车或其它电动车辆的牵引电动机发生环火，由于惯性较小，车辆就会猛然减速。因此，研究环火现象，找出产生的原因，从而防止电机运行时发生环火，有着重要的实际意义。

环火是怎样形成的呢？为什么在负载急剧变化或者电机在削弱磁场下工作时容易发生环火呢？这一节将着重分析这个问题。在讲述这些问题之前，还必须讨论一下换向器最大片间

电压和电压分布曲线，因为它们与产生环火有直接的内在联系。

一、换向器上片间电压的分布曲线

相邻两换向片间的电压取决于主极下空气隙中磁场的分布，它近似地等于连接在这两个换向片上的绕组元件中的感应电势。也就是说，在一定转速下，片间电压 ΔU_K 是与元件边所处位置的气隙磁密 $B_{\delta x}$ 成正比的，如图 2—16 所示。由图可见，在正负两电刷之间的换向器上，其片间电压分布曲线与主极气隙中磁密分布曲线形状是相似的。

主极气隙中磁密分布曲线与电机的负载有关。以电动机为例，当电动机带上负载以后，交轴电枢反应使主极气隙磁密分布曲线发生畸变，如图 2—16(*a*)所示。图中曲线 *1* 为空载时的情况，曲线(*2*)为负载后发生畸变时的情况。图 2—16(*b*)中曲线 *3* 和 *4* 相应地表示空载和负载时，换向器片间电压分布曲线，这两条曲线的形状是与主极下空气隙磁通密度的曲线相同的。片间电压分布曲线也能用实验方法直接求出。

图 2—16(*c*)表示了沿换向器圆周长度的电位特性。其大小相当于图 2—16(*c*)上电压表所测得的数值，曲线 *5* 表示空载时情况，曲线 *6* 则为负载时的情况。

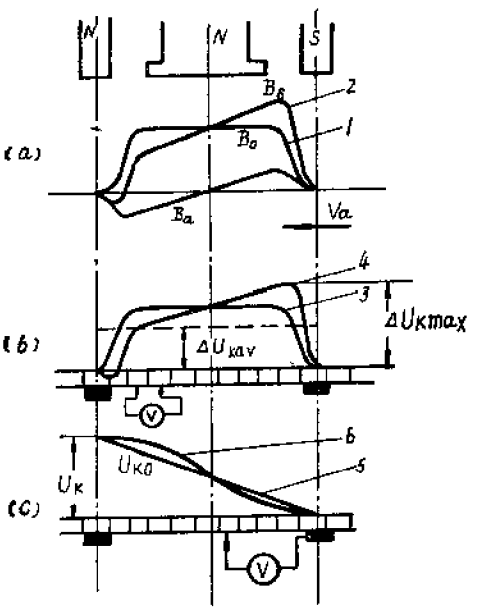


图 2—16

1——空载磁密曲线；2——负载磁密曲线；3——空载片间电压曲线；4——负载片间电压曲线；5——空载电位特性曲线；6——负载电位特性曲线。

由图 2—16(*b*)中曲线 *4* 可见，电动机负载以后，换向器片间电压分布曲线也发生了畸变．畸变的结果是在接近后刷边的地方，出现了片间电压最大值 $\Delta U_{K max}$。片间电压最大值对发生环火有很大影响，它的数值可由片间平均电压的关系求出。

设 U 为正、负电刷间的电压，K 为换向片数，则换向器片间电压的平均值 ΔU_K 可用下式计算

$$\Delta U_K = \frac{U}{\frac{K}{2P}} = 2P\frac{U}{K} \qquad (2-10)$$

而最大片间电压 $\Delta U_{K max}$ 可由下式求得，即

$$\Delta U_{K max} = \frac{2PU}{a_i K} K_f \qquad (2-11)$$

式中　a_i——计算极弧系数；

K_f——磁场畸变系数。

磁场畸变系数是考虑交轴电枢反应把主磁场扭歪、从而增大了片间电压所用的修正系数，它和气隙形状以及和电枢反应强弱有关，其计算方法在第十章中介绍，一般情况下 $K_f = 1.3 \sim 1.5$。

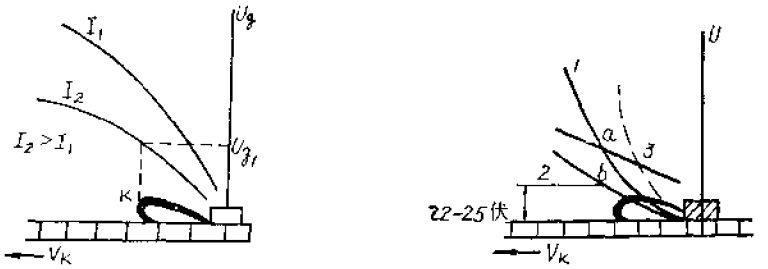
二、产生环火的原因

根据电动机的运用经验，对于产生环火的原因及物理过程，可作如下解释：

（一）与电机换向器上电位特性有关

由于电磁或机械方面的原因，在电刷下发生了原始火花。当换向器转动时，电刷下的火花被机械地拉长而形成电弧。该电弧是否继续维持以至形成环火，与换向器上的电位特性有关。当电弧的能量较小以及换向器上的电位比维持一定电弧长度所必须的电压数值为小时，则拉长的电弧逐渐变弱，最终熄灭。当情况比较严重时，亦即产生电弧处的换向器电位足够大时，则电弧将继续燃烧并向前扩展，以至发展为环火。

在图 2—17（a）中表示了在一定电弧电流下，沿换向器圆周长度维持稳定电弧所需的电压值。图中横坐标l_g是电弧长度，也就是沿换向器圆周的长度。此特性称为电弧特性。由图可以看出：如果由于某种原因发生火花而形成初始电弧，该电弧燃烧到换向器圆周上K点，这时维持电弧继续燃烧的电压为U_{g_1}，如电弧两端电压小于此值，则电弧自行熄灭。了解了电弧继续燃烧的条件之后，就可以分析环火和电位特性的关系。



（a）电弧特性曲线　　（b）电位特性曲线过陡形成环火

1——电位曲线；2——片间电压分布曲线；3——电弧特性。

图 2—17

图 2—17（b）表示了电位特性与形成环火的关系。图中曲线*1*为沿换向器圆周的电位特性曲线，曲线*3*为电弧特性曲线。当电弧燃烧达到两曲线交点a点尚未熄灭时，此时电弧两端电压大于电弧燃烧所需的电压，则电弧将继续燃烧下去，以至可能转变为环火。另外，片间电压的数值也与电弧是否继续燃烧有关。曲线*2*是片间电压分布曲线，曲线上的b点为片间电压临界值，约为22～25伏，如果电弧拉长到此点而尚未熄灭，则电弧也将继续维持下去。

由以上分析可知，电机的电位特性愈陡（图 2—17 b 中的虚线），则电弧特性与电位特性的交点离原始火花的发生处愈近，产生环火的趋向就愈大。因此也就说明，当电动机削弱磁场时，由于电枢反应影响加大，电位特性在后刷边处变陡，所以产生火花的可能性也愈大。

以上关于环火产生的原因，是认为电刷下发生原始火花而导致的。但是，根据牵引电动机的运用经验证明，一部电机的环火是在稳定运行状态和良好的换向情况下产生的，用电刷下原始火花的概念就不足以充分说明这个问题，因此提出了产生环火的第二个原因。

三、片间电压过高

由于电刷磨损下来的碳粉和电刷碎片，或者换向器磨损下来的铜粉碎屑，以及其它导电

灰尘聚积在换向片的沟槽中，在换向片片间形成了导电桥。当片间电压过高时，此导电桥将燃烧而形成火花，这就是电位火花。如果此时片间电压足够大，那末在这些导电尘粒燃完后，就会出现片间电弧（单元闪络），如图2—18（a）所示。此燃烧的电弧使周围气体离化，当换向器转动时，该电弧随换向器一起转动，并且由于电弧形成的气体的内压力及作用在电弧上的电动力，使电弧拉长，如图2—18（b）所示。当电弧向前扩展时，它遗留下来的离化气体是导电的，因此电弧将不断伸长（如图2—18 c所示），以至最后可能发展为环火。

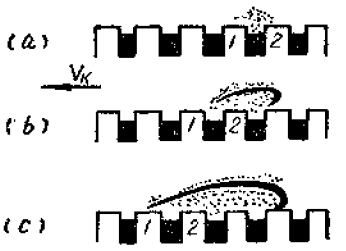


图2—18 导电桥烧损形成环火

实践证明，片间电压过高使电机产生电位火花是引起环火的主要原因。为了防止环火的产生，换向器上的最大片间电压必须加以限制。

上述两方面原因，是电机产生环火的内部因素，在设计电机时必须采取措施来减小形成环火的内部因素。另外，电机发生环火还与许许多多外部因素有关，例如：当负载剧烈变化时，由于换向极磁路中涡流的影响，使换向电势e_K不能及时地补偿电抗电势，因而在电刷下产生强烈的电弧，在一定的内部因素作用下，该电弧可能发展为环火。又如换向器表面不洁、刷杆上堆积污物、电刷辫子断裂以及由子风雪雨雾的侵袭使电机绝缘损坏等，也常常造成电机发生环火或闪络。

§2—8 防止环火的措施

在分析产生环火的原因时，除了换向器表面状态不良；电机负载电流急剧变化以及电刷下有原始火花存在等外因外，最根本的原因是由于电机具有过高的片间电压和过陡的电位特性所造成。为了从根本上解决电机的环火问题，必须在设计以及电机的结构上采取以下措施：

1. 限制换向器圆周上单位长度的电位差和最大片间电压值

根据牵引电动机运行经验证明，为了防止环火的发生，沿换向器圆周单位长度电位差（称电位梯度）的最大值应小于80～90伏/厘米，最大片间电压应不超过下列极限值：

当片间云母厚度为0.8毫米时，$U_{K\max}\leqslant$35伏；

当片间云母厚度为1.0毫米时，$U_{K\max}\leqslant$37～40伏；

当片间云母厚度为1.2毫米时，$U_{K\max}\leqslant$40～43伏；

当片间云母厚度为1.5毫米时，$U_{K\max}\leqslant$43～45伏。

对于小容量的直流电机，由于其电枢绕组的有效电阻和电感都较大，使电弧电流有所限制，故$U_{K\max}$可以取得较高一些，有时可以达到50～60伏。

2. 采用适当形状的主极根靴

其目的是为了改善换向片的电位分布情况。牵引电动机通常所采用的极靴形状，是使得在极尖处的空气隙大于在极中心处的空气隙，这样可以减小电枢反应对主极磁通的畸变作用。

几种常用的极靴形状如图2—19所示。图2—19（a）所示为偏心气隙，它是用一个大于电枢半径R_a的半径R_m画出来的，并且其圆心顺着垂直轴线从电枢圆心移动一个距离。国产ZQDR-410型牵引电动机就采用这种形状的极靴。图2—19（b）所示为圆弧——直线极靴，它

的中心部分的轮廓，是与电枢同圆心画出的，而极尖部分则用直线画成，这段直线通常是中心圆弧的切线，ZQFR-1350型牵引发电机（用于东风型内燃机车上的主发电机）即采用这种形状的极靴。上面介绍的两种形状的极靴，都是使极尖处空气隙加大，以减小电枢反应对主极磁通的影响，改善了换向器电位分布情况，并使片间电压最高处远离换向区，因而增加电机的抗环火能力。通常极尖下的空气隙长度为极中心处空气隙长度的1.8～2.5倍。

O--电枢圆心
O'-极弧圆心

图 2—19　主极极靴形状

3．采用补偿绕组

为了防止发生环火，对于负载经常急剧变化和经常在削弱磁场下工作的直流牵引电动机来说，最有效的办法是装置补偿绕组。补偿绕组的作用在于尽可能地消除由于电枢反应所引起的气隙磁场的畸变，从而减小最大片间电压的数值和改善电机的电位特性。

如图 2—20所示，补偿绕组装在主极极靴上专门冲制的槽子内，其导线连接使它产生的磁场分布在两主极之间。为了在不同负载下都能补偿电枢反应，故把它和电枢绕组串联起来，并使补偿绕组产生的磁势和电枢磁势方向相反。

图 2—21画出了电枢反应和补偿绕组磁势的波形。由图可见，两者基本上能够相补偿。但是，由于在主极之间无法装置补偿绕组，因此补偿绕组磁势呈梯形波。这样，在主极之间的电枢磁势不能全被补偿，故留下一个三角形磁势波（阴影部分），该磁势可由换向极磁势来补偿。

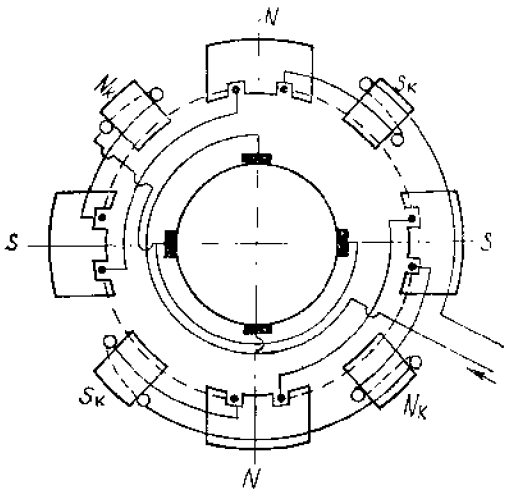


图 2—20　补偿绕组装置及联接法

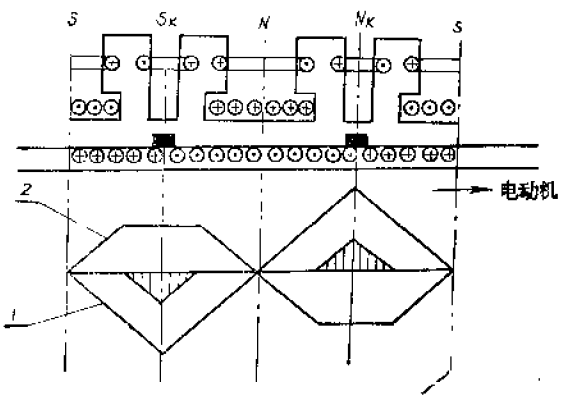


图 2—21　有补偿绕组磁势图
1——电枢磁势，2——补偿绕组磁势。

补偿绕组所需的磁势值，可根据下述原则计算：

补偿绕组磁势＝极弧下电枢反应磁势，亦即

$$N_K I_a = A\alpha\tau \qquad (2-12)$$

补偿绕组虽有上述作用，但它使电动机的结构复杂，增加了制造和检修的工作量。

应该提出的是，虽然电机在设计和结构上采取了一定措施来防止环火的产生，但在实际运行中仍不可能消除所有的环火现象。因此，还必须在线路方面采取相应措施，一旦电机发生环火，力求限制它的后果。这些办法是：

1．线路方面采用快作用保护，一旦电机发生环火，能迅速将电机从电网断开；

2．对并联工作的电机分别进行保护，以使其中某一台电机发生环火时，不致对另一些电机造成危害；

3．主极线圈联接于电枢绕组之后，以避免发生环火时，由于故障电流使磁通增加而引起更猛烈的环火；

4．采用火花放电器引导环火接地等等。

总之，环火是对直流电机具有很大破坏力的一种故障，因此要采取一切办法来防止它的发生，以保牵引电动机安全运行。

§2—9　电抗电势的计算

在§2—3中，曾讨论了电抗电势e_r的产生、它的性质以及它对电机换向性能的影响，这一节将介绍电抗电势的计算方法。

电抗电势e_r是换向过程中在换向元件内产生的感应电势，它是直流电机中一个很重要的物理量。因为它对电机的换向好坏有很大的影响，因此，正确计算电抗电势数值，并依据电抗电势的数值，进而确定换向极的匝数和形状，使换向电势e_K正确补偿电抗电势e_r，是直流电机设计和运行中一个很重要的问题。

本节从最简单的情况（如虚槽等于1、整距、$b_b=\beta_K$）出发，讨论一般直流电机电抗电势的计算公式。然后结合牵引电动机的实际情况，介绍我国目前广泛采用的计算方法。

在§2—3中，介绍了计算电抗电势的分析式，即

$$e_r = -L_r\frac{di}{dt}$$

根据这个分析式是很难对电抗电势进行普遍求解，因为$\frac{di}{dt}$的变化规律不知道。因此，在计算电抗电势时，一般只是计算在换向周期中的平均值。如在换向周期T_K内，换向电流由$+i_a$变到$-i_a$，则平均电抗电势为

$$e_r = \frac{1}{T_K}\int_{+i_a}^{-i_a} -L_r\frac{di}{dt}dt = L_r\frac{2i_a}{T_K} \qquad (2-13)$$

从（2—13）式可知，欲求平均电抗电势e_r，必须先知道合成电感L_r。合成电感L_r的物理概念在§2—3中已经介绍过，它是反映换向元件中电磁特征的一个参数，其物理意义是：换向元件都通以单位电流，在被讨论的那个换向元件中所交链的总磁链数。该总磁链包括所讨论的那个换向元件自己产生的磁链和同槽元件（它们也在换向）所产生的磁链。在工程上常用等效比磁导ξ来计算合成电感L_r。

等效比磁导ξ的含义是：当所有换向元件都只有一匝，所有换向元件中都通过一安培电

流时，它们共同产生的磁通在所研究的换向元件每单位长度上交链的磁链数。这样，如果元件是一匝，则合成电感$L_r=2l_a\xi$（式中l_a为元件的有效长度）。

在一般情况下，各元件由W匝组成，如果换向元件的电流均为1安培，它们的磁势和$W=1$时比较起来就增加W倍，因为漏磁通主要是通过空气隙，它的磁阻几乎不变，因此，单位长度上的总磁通比$W=1$时增加了W倍。由于磁链等于匝数乘以磁通，故单位长度上的总磁链就增加W^2倍。因此，合成电感L_r为

$$L_r=2W^2l_a\xi\times10^{-2}\ (\text{亨}) \qquad (2-14)$$

式中l_a的单位为厘米，等效比磁导ξ的单位为亨/米。

在式（2—1）中，换向周期T_K可表示为

$$T_K=\frac{\pi D_a}{V_aK}\times10^{-2}\ (\text{秒}) \qquad (2-15)$$

式中 D_a——电枢直径，厘米；

V_a——电枢圆周线速度，米/秒；

K——换向片数。

将式（2—14）、（2—15）代入式（2—13），便得到换向周期中电抗电势的平均值，即

$$e_r=2W^2l_a\xi\frac{2i_aKV_a}{\pi D_a}=2WV_rAl_a\xi\ (\text{伏}) \qquad (2-16)$$

$$A=\frac{2WKi_a}{\pi D_a}=\frac{Ni_a}{\pi D_a}\ (\text{安/厘米}) \qquad (2-17)$$

$$N=2KW \qquad (2-18)$$

式中 A——电枢的线负荷；

N——电枢绕组的导体数。

由式（2—16）求出的e_r是电抗电势的平均值，该式是普通直流电机最通用的计算式。式中等效比磁导ξ亦称平均导磁系数，它与电机的槽形尺寸、每槽导体数、刷盖系数等许多因素有关，对于小容量、波绕组的普通直流电机，ξ约为（5～7）$\times10^{-6}$亨/米；对于中等容量、迭绕组的直流电机，ξ约为（4～6）$\times10^{-6}$亨/米。由式（2—16）可以看出，电抗电势e_r和W、V_a、A与ξ成正比。为了降低电抗电势来改善换向，在设计电机时，应尽可能减小ξ的数值。对于已制成的电机来说，W、l_a、ξ都是不变的常数，故电抗电势随着电流和转速成正比变化。

上面我们讨论的是$b_a=\beta_K$、$u_r=1$及绕组元件为整距的情况。但实际上，特别是在牵引电动机中，通常$u_r>1$、$b>\beta_K$以及采用短距绕组。这时，同一槽中就会有几个元件同时换向，除了换向元件本身的自感外，它们之间还存在互感，在所讨论的换向元件中会产生互感电势。同时换向周期T_K也随电刷宽度的加宽而加大，因此，电抗电势的计算也相应地复杂得多。

为了得出我国牵引电动机制造工厂广泛采用的计算电抗电势的公式，我们将式（2—2）转换为漏磁通对时间变化的关系式，即

$$e_r=-L_r\frac{di}{dt}=-W\frac{d\Phi_r}{dt}\times10^{-8}\ (\text{伏}) \qquad (2-19)$$

槽漏磁通Φ_r（包括自感磁通和互感磁通）可用下式表示，即

$$\Phi_r=I_a\lambda l_a \qquad (2-20)$$

式中 I_a——槽中总电流，安；

λ——漏磁路（包括绕组端部）磁导；

l_a——铁芯有效长度，厘米。

或
$$\Phi_s=(2i_au_sW)\lambda l_a \qquad (2-21)$$

式中 i_a——电枢绕组支路电流，安；

u_s——每槽元件数；

W——元件匝数。

在换向周期内，槽漏磁通由$+\Phi_s$变为$-\Phi_s$，即变化量$\Delta\Phi_s=2\Phi_s$，因为绕组元件有两个边，分布在两个槽中，则漏磁通的总共变化量$d\Phi_s=2\Delta\Phi=4\Phi_s=(8i_au_sW)\lambda l_a$。

在计算电抗电势时，除了计算在换向周期内漏磁通的变化量之外，还要确定换向周期。现举例说明如下：

假定槽由4个虚槽组成（$u_s=4$），$b_b=2.5\beta_K$，短距系数为e_K（以换向片计算的短距系数），见图2—22。

当电枢旋转时，电刷依次接触换向片1、2、3、4，换向元件1、2、3、4则依次换向。这时，每个元件的换向周期$T'_K=\frac{b_b}{V_K}$，同时，元件2、3、4的换向时间又比元件1、2、3换向时间推迟，其时间间隔为$T''_K=\frac{\beta_K}{V_K}$，假定每个元件电抗电势的平均值已经求出，其关系可用底为T'_K高为e_L之长方形表示，见图2—23。显然，相当于槽中4个绕组元件，应有4个长方形，各自相差时间T''_K。

在同一槽中编号为1′、2′、3′、4′的下层元件也随着电刷依次短路而进行换向，但是，

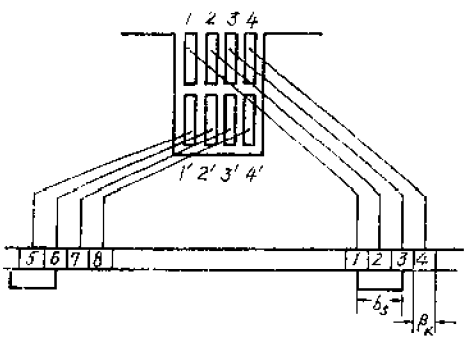


图2—22 槽中元件换向示意图
$u_s=4$、$b_b=2.5\beta_K$、$e_K>0$

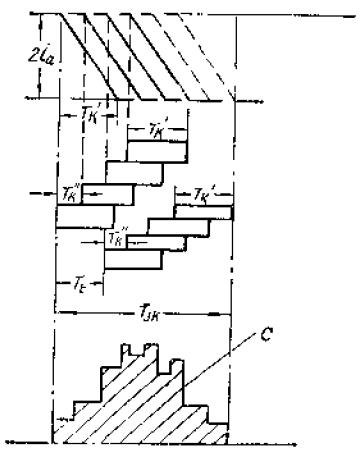


图2—23 槽元件换向周期及槽电抗电势图
曲线c——槽电抗电势波形图

由于采用短距绕组，它们的换向时间比起相对应的上层元件都推迟$T_s\left(T_s=\frac{e_K\beta_K}{V_K}\right)$，和上层元件一样，可以画出它们的电抗电势方块图。绘出这两组电势图之后，用几何方法相加，即可得到整个槽电抗电势波形图。由槽中第一个元件开始短路的瞬时起到槽中最后一个元件开路之瞬时止，就是上面所要确定的槽换向周期T_{zK}，由此可得

$$T_{zK}=\frac{b_b}{V_K}+\frac{(u_s-1)\beta_K}{V_K}+\frac{e_K\beta_K}{V_K}$$

$$=\frac{1}{V_K}[b_b+u_s\beta_K+e_K\beta_K-\beta_K]$$

$$=\frac{1}{V_K}\beta_K[\gamma+u_s+\varepsilon_K-1] \qquad (2-22)$$

式中 γ——刷盖系数$\left(\text{等于}\frac{b_b}{\beta_K}\right)$；

V_K——换向器圆周线速度，米/秒。

因为$dt=T_{zK}$，因此，将式（2—22）和$d\Phi_z=(8i_a u_s W)\lambda l_a$代入式（2—19）后可得

$$e_r=\frac{8i_a u_s W^2\lambda l_a V_K}{\beta_K(u_s+\gamma+\varepsilon_K-1)}\times 10^{-8}\text{(伏)} \qquad (2-23)$$

式中 i_a——电枢支路电流，安；

l_a——电枢有效长度，毫米；

β_K——换向器片距，毫米；

u_s——每槽虚槽数；

γ——刷盖系数；

ε_K——以片距计算的绕组短距系数；

V_K——换向器圆周线速度，米/秒。

漏磁磁路磁导λ由四部分组成：槽内导体上面部分的磁导；槽内沿铜高部分的磁导；齿顶部分的磁导及端节部分的磁导，它和槽形、槽内导体排列方式等因素有关。关于λ的具体计算，可参阅第十章设计部分，在此就不作介绍。

式（2—23）的推导过程是通过绘制槽电抗电势波形图得出的，其目的是为了帮助我们进一步理解换向过程的物理概念。在实际计算中，并不需要计算和绘制复杂的波形图，只要根据式（2—23）给出的结果，代入有关数值，即可进行电抗电势的计算。由于此法计算简便，同时又符合实际情况。因此，我国牵引电机制造工厂在设计电机时，大都用式（2—23）计算电抗电势。

分析式（2—23）可知：一台运行的牵引电动机，它的u_s、W、l_a、β_K、γ、ε_K都是常数，λ也近乎不变，这时e_r和i_a及V_K成正比，即e_r正比于电机的电流和转速。

上面曾提到过，为了达到满意的换向，在设计牵引电动机时，应尽可能地减小e_r值，但过于限制电抗电势e_r值，将会使电机的重量增加，经济指标（单位重量功率）变差。对于大功率内燃机车上的直流牵引电动机，由于其空间地位较为紧张，电机电磁参数选得较高，电抗电势限制值可以稍大一些，但一般在高速情况下，以不超过 4.5 ～ 5 伏为宜。对于电力机车上的脉流牵引电动机，为了用压低直流电抗电势来改善换向，根据运行经验，其电抗电势一般应小于 3 伏。

第三章　直流牵引电动机的特性分析

根据铁路运输的特点，必须对机车牵引性能提出一定的要求，这些要求是：能产生足够大的起动牵引力；能方便和广泛地调节速度；有较高的过载能力；在速度变化的范围内，能充分发挥机车功率以及应该具备先进的经济技术指标等。

电力传动机车是由牵引电动机直接驱动的，因此，对机车技术经济性能的要求，实质上也就是对牵引电动机性能的要求。本章将具体地分析牵引电动机的工作特性；及其与机车牵引特性之间的对应关系；介绍直流串激电动机作为牵引电动机使用的优点；并着重讨论削弱磁场调速的优越性以及牵引电动机在满足机车性能要求时怎样合理地选择它的主要参数。

§3—1　牵引电动机的工作特性

牵引电动机的工作特性由以下主要参数来表示：

U——加在电动机上的端电压，伏；

I_d——电枢电流，安；

n——电枢转速，转/分；

M——电动机转矩，公斤·米；

P_2——输出功率，千瓦；

η——电动机效率，%。

当牵引电动机的电压为恒定值时，电动机的转速、转矩和效率对电枢电流的关系曲线称为牵引电动机的工作特性曲线，即

转速特性曲线 $n=f(I_d)$

转矩特性曲线 $M=f(I_d)$

效率特性曲线 $\eta=f(I_d)$

牵引电动机的工作特性是由电机结构、激磁方式和磁路饱和状态等因素决定的，它代表了电机本身具有的运行性能，故又称这些特性为电机的自然特性。在电机学中曾经学习过电机的各种特性，在这里，结合机车的运行特点再提一下这些概念。

一、速率特性 $n=f(I_d)$

不论是哪一种激磁方式的电动机，它的转速 n 对电枢电流 I_d 的变化关系可以根据下面的基本公式求得，即

$$U=E_d+I_d\Sigma R=\frac{pN}{60a}\Phi n\times 10^{-8}+I_d\Sigma R \qquad (3-1)$$

式中　E_d——电动机的反电势，伏；

ΣR——电动机绕组的电阻，欧；

N——电枢绕组有效导体数；

p ——电动机磁极对数；

a ——电枢绕组的并联电路对数；

Φ——每极磁通，马。

从式（3—1）解 n，得

$$n=\frac{U-I_a\Sigma R}{\frac{pN}{60a\times10^8}\cdot\Phi}=\frac{U-I_a\Sigma R}{C\Phi}\text{（转/分）}\qquad(3-2)$$

式中 $C=\frac{pN}{60a\times10^8}$称为电机常数。对于已制成的电机，这个系数是不变的。

如果端电压U保持恒定，当负载变化时，式（3—2）中分子这一项变化很小。因此，在定性分析问题时，可以近似认为电动机转速是和磁通成反比变化的。

根据式（3—2）给出的结果，可以很方便地绘出各种激磁方式电动机的转速特性 $n=f(I_a)$。对于它激电动机，当端电压为常数，其转速几乎不随电流的变化而变化。对于并激电动机，当端电压为常数时，其转速随电流增加而下降不多。对于串激电动机，当端电压保持不变时，其转速随电流成反比的变化。

二、转矩特性$M=f(I_a)$

电动机轴上转矩与功率的关系可用下式表示，即

$$P=M\omega$$

式中 M——轴上的转矩，公斤·米；

ω——电枢的角速度，弧度/秒。

因为 $\omega=\frac{2\pi n}{60}$，则

$$P=M\frac{2\pi n}{60}$$

在工程上常用的功率单位为千瓦和马力，它们之间的换算关系如下：

1 马力=75公斤·米/秒

1 千瓦=102公斤·米/秒

1 千瓦=1.36马力

如电动机功率的单位以千瓦表示时，则

$$P=\frac{Mn2\pi}{60\times102}=\frac{Mn}{974}\text{（千瓦）}\qquad(3-3)$$

式（3—3）为牵引电动机设计和分析问题时常用的公式。

另外，电动机轴上功率如以电流、电压的形式来表示时，则

$$P=UI\eta\times10^{-3}\text{（千瓦）}\qquad(3-4)$$

式中 η——电动机的效率（%）；

I——电动机输入电流，在串激电动机中也就是电枢电流I_a。

式（3—3）和式（3—4）都是电动机轴上的输出功率。因此，电动机转矩和电流的关系为

$$M=0.974\frac{UI\eta}{n}\text{（公斤·米）}\qquad(3-5)$$

根据转速特性 $n=f(I_a)$和式（3—5）所表示的关系，即可求出电动机的力矩特性 $M=f(I_a)$。

三、效率特性$\eta=f(I_c)$

电机在工作时会产生各种损耗，损耗包括以下几部分：

1. 铜耗P_C，（又称电损耗）；
2. 铁耗P_F，（又称磁损耗）；
3. 机械损耗P_ω；
4. 附加损耗P_A。

根据负载变化对损耗的影响关系，可将上述损耗分为两类：第一类为铜耗和附加损耗，它们都是随电流变化而变化的，而且和电流平方成正比，这类损耗称为变值损耗，可用比例关系$K'I^2$来表示。第二类为铁耗和机械损耗，它们的总和几乎与负载变化无关，这类损耗称定值损耗，用系数K来表示。因此，电机的总损耗可以写成$K'I^2+K$。

在学习电机基本知识时已知，电机的效率可用下式表示，即

$$\eta=\frac{UI-\Sigma P}{UI} \qquad (3-6)$$

将$K'I^2+K=\Sigma P$的关系代入上式，则

$$\eta=\frac{UI-(K'I^2+K)}{UI} \qquad (3-7)$$

如果把式（3—7 a）画成曲线，就得到电机效率特性曲线，如图3—1中曲线1所示。

牵引电动机效率特性曲线的形状取决于定值损耗和变质损耗之间的比例关系。由图3—1看出效率曲线有一个最大值η_{max}，它出现在$\frac{d\eta}{dI}=0$时，则

$$\frac{d\eta}{dI}=\frac{UI(U-2K'I)-U(UI-K'I^2-K)}{U^2I^2}=0$$

化简后得

$$K'I^2=K$$

上式说明电机的最大效率是发生在变值损耗和定值损耗相等时。因此，在设计电机时，可以用控制定值损耗和变值损耗比例关系的方法，使电机在额定电流时或者在预定要经常工作电流的附近有最高效率。例如，铜耗的大小取决于电机的电负荷，减小导体的电流密度，可以使铜耗相应地减小。铁耗的大小取决于电机的磁负荷，减小空气隙的磁通密度和齿中的磁通密度，可以使铁耗相应地减小。因此，合理地选择电机的电负荷和磁负荷，用调整定值损耗和变值损耗比例的方法，能够使牵引电动机在负载变化的范围内，获得最优越、最合理的效率。

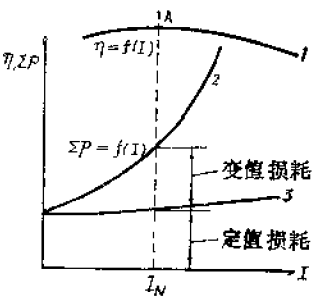


图3—1牵引电动机损耗和效率特性曲线
1——$\eta=f(I)$曲线；2——$\Sigma P=f(I)$曲线；3——定值损耗曲线；A点——效率最大值η_{max}。

电机额定状态时的效率与电机额定功率大小有关。一般，额定功率越大的电机，它的效率也越高。例如：额定功率20千瓦以下的电机，其额定效率约为70～80%；100千瓦的电机，额定效率约为85～90%；200千瓦以上的直流牵引电动机，额定效率大约为91～95%。

四、机车的牵引特性

牵引电动机所产生的转矩，通过齿轮传动装置传递到机车动轮上，并产生牵引力驱动列

车运行。因此，牵引电动机的基本工作特性直接地决定了机车的工作特性。上面分析了牵引电动机的速率特性 $n=f(I)$ 和转矩特性 $M=f(I)$，只要经过换算即可求出机车的速度特性 $V_K=f(I)$ 和牵引力特性 $F_K=f(I)$。

对于机车牵引来说，不用电机转速 n 和轴上转矩 M，而是用轮缘线速度 V_K 和轮缘上的牵引力 F_K 来表示。机车轮缘线速度 V_K 与轮对转速 n_K 有下面的关系

$$V_K=\frac{\pi D_{BK} n_K}{60} \qquad (3-8)$$

式中 D_{BK}——机车动轮直径。

轮对的转速 n_K，是由电动机的转速 n 决定的。因为装在电机轴上的是小齿轮，而装在轮对轴上的是大齿轮（见图 3—2），所以，其转速之比，就是齿轮的传动比，即

$$\mu=\frac{n}{n_K} \qquad (3-9)$$

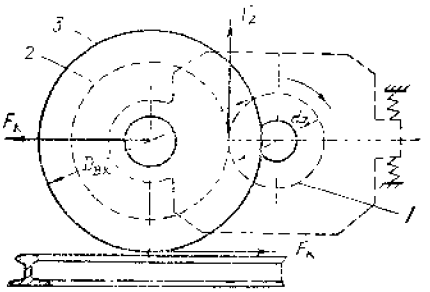


图 3—2 牵引电动机力矩传递图

1——小齿轮节圆；2——大齿轮节圆；3——轮对。

式中 μ——齿轮传动比。

将式（3—9）中的 n_K 值代入式（3—8），并经过单位的换算，即得

$$V_K=\frac{\pi D_{BK} n}{60\mu}\cdot\frac{3600}{1000}=\frac{D_{BK} n}{5.3\mu} \text{（公里/小时）} \qquad (3-10)$$

式中 D_K 的单位为米，n 的单位为转/分。

对于某一机车来说，D_{BK} 和 μ 都为常数，则机车速度 V_K 正比于电机转速 n。因此，欲求机车速度特性，只要在电动机速率特性 $n=f(I)$ 上，改变转速 n 的比例尺（乘以 $\frac{D_{BK}}{5.3\mu}$），就能得到机车的速度特性 $V_K=f(I)$。由于电动机的转速与负载电流有关，则机车的运行速度也是负载电流的函数。

电动机轴上产生的转矩 M，被传到轮对轴上，转矩 M（不计传动效率）可用下式表示

$$M=F_z\frac{d_z}{2} \qquad (3-11)$$

式中 F_z——小齿轮齿上所受的力；

d_z——小齿轮节圆直径。

轮对上的转矩（见图 3—2）为

$$M_{BK}=F_K\frac{D_{BK}}{2}=F_z\frac{D_z}{2} \qquad (3-12)$$

式中 F_K——轮缘和钢轨接触处所产生的切线牵引力；

D_z——大齿轮节圆直径。

为了求出轮缘牵引力 F_K 和电机转矩的关系，可将式（3—11）的 F_z 代入公式（3—12），则

$$F_K\frac{D_{BK}}{2}=\frac{2M}{d_z}\cdot\frac{D_z}{2}=M\mu \qquad (3-13)$$

考虑到传动装置的效率 η_z（即齿轮传动和电动机悬挂轴承的摩擦损耗），就得到以电动机力矩所表示的轮对牵引力。即

$$F_K=\frac{2M\mu}{D_{BK}}\eta_z \qquad (3-14)$$

在采用圆柱齿轮一级传动时，效率η_g平均等于0.97。从式（3—14）可明显地看出：当传动比μ和车轮直径D_{BK}一定时，牵引力F_K完全由电机的转矩M决定。

在电机设计中，机车牵引力常常以电机的功率来计算，它们之间的关系如下：

每对轮缘上的功率P_K等于每对轮缘上牵引力F_K与机车轮周线速度V_K的乘积，即

$$\begin{aligned} P_K &= F_K V_K \text{（公斤·公里/小时）} \\ &= \frac{1000}{3600} F_K V_K \text{（公斤·米/秒）} \\ &= \frac{9.81\times10^3}{3600\times10^3} F_K V_K = \frac{F_K V_K}{367} \text{（千瓦）} \end{aligned} \qquad (3—15)$$

在抱轴式悬挂的机车上，其每对轮缘上的功率等于每个电动机的输出功率P_2，则每轴牵引力为

$$F_K = 367\frac{P_2}{V_K}\eta_g \text{（公斤）} \qquad (3—16)$$

或

$$F_K = 0.367\frac{UI}{V_K}\eta\eta_g \text{（公斤）} \qquad (3—17)$$

式中 F_K的单位为公斤；V_K的单位为公里/小时；P_2的单位为千瓦。

式（3—17）是计算机车牵引力特性时常用的公式，根据该式可以画出机车牵引力随负荷变化的曲线$F_K=f(I)$。

特性曲线$V_K=f(I)$和$F_K=f(I)$统称机车牵引特性曲线。

§3—2 各种激磁方式直流牵引电动机特性的分析

牵引电动机特性曲线的形状以及电传动机车牵引特性曲线的形状，是由电动机激磁方式决定的。现在就来讨论一下各种激磁方式牵引电动机的特性，我们所根据的是下列两组基本方程式，即

$$\left.\begin{aligned} n &= \frac{U-I\Sigma R}{C\Phi} \\ V_K &= \frac{D_{BK}}{5.3\mu} n \end{aligned}\right\} \qquad (3—18)$$

和

$$\left.\begin{aligned} M &= 0.974\frac{UI}{n}\eta \\ F_K &= 0.367\frac{UI}{V_K}\eta\eta_g \end{aligned}\right\} \qquad (3—19)$$

一、串激和并激电动机特性的比较

图3—3绘出了两种激磁（并激和串激）方式的电动机的速率特性和转矩特性曲线。为了便于比较，假设这两种电动机的n、I和Φ的额定值相同，同时磁路状态（磁化特性）也完全相同。

对于并激电动机（曲线1和1′），若电压U=常数，由于激磁磁势是固定的，故磁通Φ不变。因此，当负载增加时，它的转速下降很小（一般不超过2～8%），这种特性通常称

为“硬”特性。如不考虑电枢反应的去磁作用，并激电动机的转矩特性$M=f(I)$将是一条直线（曲线$1'$）。

对于串激电动机（曲线2和$2'$），由于激磁电流就是它的负载电流，故磁通Φ是随负载电流变化而变化的。如不考虑饱和的影响，串激电动机的$n=f(I)$是一条双曲线，它的转速随负载变化很大，这种速率特性，通常称为“软”特性。在串激电动机中，当电枢电流较小、磁路尚未饱和时，磁通Φ正比于I，因此M是和I的平方成正比例变化的。随着I的增加，磁路趋于饱和，M的增加减慢，故其转矩特性$M=f(I)$如图3—3中曲线$2'$所示。改变坐标以后，就能得出这两种电机的牵引特性。

由以上分析可以看出，具有“软”特性的串激电动机用作电力牵引有很多优点，比如：

1. 串激牵引电动机的自调节性能较好，也就是它的牵引力和速度能按照机车运行条件自动地进行调节。在上坡或者负载过重时，串激牵引电动机能发挥较大的牵引力，在轻载或平道运行时，它又有较高的速度，以便提高机车的通过能力。

2. 串激牵引电动机的功率利用较好，因为串激电动机的转速随着牵引力的增大而自动降低，在同样的牵引力变化下，它的功率变化最小（功率是牵引力和速度的乘积）。因而可以合理地利用机车上各种电器设备的容量。

3. 串激牵引电动机有较大的起动牵引力，因而在相同的牵引条件下，所要求的电动机容量可以减小，电动机的重量可以减轻。在直流牵引电动机中，串激电动机的单位牵引力的重量最小。

4. 在并联工作时，各串激电动机的负载分配较均匀。在几台牵引电动机并联运转（如韶山1型电力机车六台并联工作）的情况下，往往由于电动机特性有差异，或者车轮直径不完全相等，因而引起负载分配不均匀。由图3—4可以看出，串激电动机由于具有较软的特性，它和并激电动机相比，在并联工作情况下，所产生的负载分配差异最小（图3—4 a为两台串激电动机的负载分配，其电流各为I_1和I_2。图3—4（b）为两台并激电动机的负载分配，其电流各为I_1和I_2）。这样，可以防止个别牵引电动机在运转时发生严重过载现象。

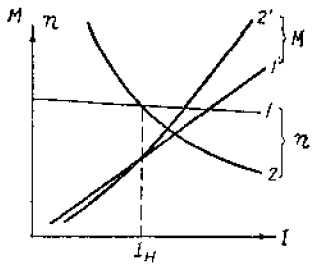


图3—3 串激和并激电动机的工作特性
1、$1'$——并激电动机；2、$2'$——串激电动机。

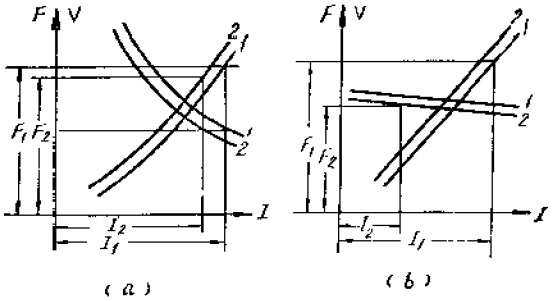


图3—4
（a）两台串激电动机间负荷分配；（b）两台并激电动机间负荷分配。

综合上述各点，不难看出，为什么串激牵引电动机被广泛地用于电力和内燃电牵引方面，主要是因为它的牵引特性好，有很多技术上和经济上的优点，能够满足铁路运输多拉快跑的要求。

但是，机车上以串激电动机作为牵引电动机也有它本身的缺点，主要缺点是：在个别传动的情况下，当某一轮轴因为粘着破坏而打滑时，它的转速将迅速上升，而使粘着更不易恢复。另外，例如在电气制动时，由于串激发电机特性不稳定，往往需要将串激改为它激等等。

由于近代电子工业的高度发展，使人们有可能对电动机的激磁系统进行特殊控制，则另外一些激磁方式（如它激）的电动机也可做牵引电动机使用，并能满足机车牵引特点所提出的要求。

二、它激电动机特性的分析

它激电动机也称它励电动机，它的激磁绕组是由单独电源供电的。如果它激电动机的激磁电流不进行调节，则相应于一定激磁电流的速率特性，和并激电动机的速率特性基本上是一样的，是一条下降的曲线。但是，如果人为地或自动地调节它的激磁电流，则相应地可以得出很多条速率特性曲线，如图 3 — 5 所示。这个关系也可以从速率特性的基本公式得出。例如：在一定的端电压U下，对应于某一激磁电流I_f（即对应于某一磁通Φ），可以得到一条速率特性$n=f(I)$，调节激磁电流，又可得到另一条特性曲线，当不断调节激磁电流，使磁通Φ连续发生变化时，这条速率特性曲线就连续发生移动，而形成一个“面”。只要我们根据需要对激磁电流进行调节，它激电动机就可运行在这个面上的任何一点（如图 3 — 5 中虚线所标定的范围内）。和速率特性相对应，它激电动机的转矩特性也可以做到“面”型特性，如图 3 — 6 所示。当然，串激电动机也可以通过调节激磁获得许多条特性曲线，但它在功率利用方面不如调节激磁的它激电动机优越。

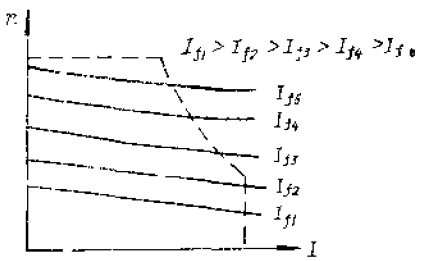


图 3 — 5　它激电动机的速率特性

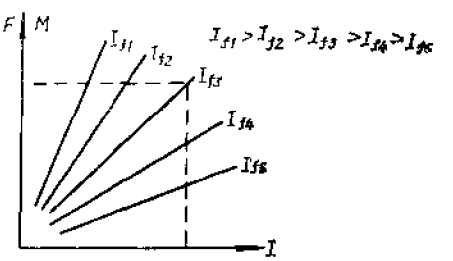


图 3 — 6　它激电动机的力矩特性

控制磁场调节的它激电动机，不仅能获得最大可能的调速范围，而且能充分发挥电动机的功率。因为我们可以根据机车运行条件的需要，对它的激磁进行特殊控制，使机车做到恒转矩起动和恒功率运行。

它激电动机作为牵引电动机运行的另一个显著优点，就是它具有防止机车动轮打滑的性能。当机车起动或满载爬坡时，常常发生粘着破坏而使车轮空转。在这种情况下，如果采用它激牵引电动机，由于其速率特性较“硬”，在出现动轮空转打滑时，轮对牵引力随着速度的微小增加而急剧下降，能促使粘着很快恢复。图 3 — 7 表示了串激电动机和它激电动机的防空转性能。

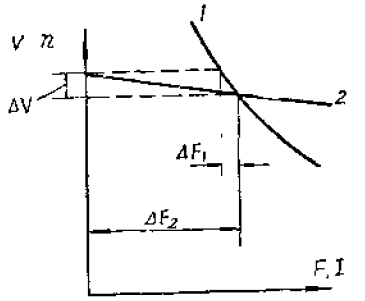


图 3 — 7　牵引电动机防空转性能
1 — 串激电动机；2 — 它激电动机。

此外，当机车由牵引状态转入制动状态时，它激电动机立即变为它激发电机工作状态，它激发电机运行稳定，可以平滑的控制制动力矩。

综上所述可见，采用控制激磁调节的它激电动机作为电传动机车的牵引电动机是有发展前途的。但是，它激牵引电动机需要一套完善的电子控制设备来进行激磁调节，因此，从经

济性、可靠性等方面来考虑，它激牵引电动机不如自调节性能良好的串激牵引电动机。

§3—3 牵引电动机的磁场削弱

由于机车运行情况比较复杂，它经常需要按照线路断面的变化情况，来选择合适的行驶速度，因此，就要求牵引电动机有足够大的调速范围。串激电动机就是因为它的调速性能好才用来作为牵引电动机使用的。但由于串激电动机在额定电压下工作时其自然特性曲线不是一条恒功率曲线，因此，随着电力机车速度的提高，串激电动机发出的功率将不断的减少。为了扩大机车的调速范围，特别是为了发挥机车高速时牵引电动机的功率，电传动机车上通常都采用磁场削弱的方法来进行调速。

牵引电动机的磁场削弱就是用某种手段将电动机的磁场减小（削弱），从而达到调节速度的目的。

磁场削弱的方法很多，比较常用的一种是在电动机激磁绕组两端并联一级或数级分路电阻，如图3—8所示。当分路电阻上的开关没有闭合时，流过激磁绕组的电流等于电枢电流，这种状态称为“满磁场”。如果分路电阻上的开关已经闭合，则分路电阻对激磁绕组起分路作用，这时，流过激磁绕组的电流总是小于电枢电流，我们把这种状态称为“磁场削弱”。用这种方法来进行磁场削弱比较简单、方便，只要改变分路电阻的数值，就能获得所需要的几个不同的磁场削弱级。

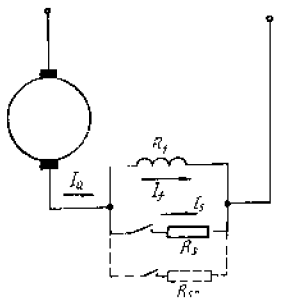


图3—8 磁场削弱原理图

牵引电动机磁场削弱程度可用磁场削弱系数β来表示，即

$$\beta=\frac{F_{wf}}{F_{ff}} \tag{3—20}$$

式中 F_{wf}——磁场削弱时激磁绕组的磁势；

F_{ff}——满磁场时激磁绕组的磁势。

因为在削弱磁场时，激磁绕组的匝数不变，因此，式（3—20）又可写为

$$\beta=\frac{F_{wf}}{F_{ff}}=\frac{I_fW}{I_aW}=\frac{I_f}{I_a}=\frac{I_f}{I_f+I_s} \tag{3—21}$$

式中 I_f——磁场削弱时通过激磁绕组的电流；

I_a——上述情况下的电枢电流；

I_s——在磁场削弱时流过分路电阻的电流；

W——激磁绕组匝数。

设激磁绕组的电阻为R_f，分路电阻为R_s，则

$$I_sR_s=I_fR_f$$

$$R_s=\frac{I_f}{I_s}R_f$$

根据式（3—21）得

$$\beta I_s=(1-\beta)I_f$$

或

$$\frac{I_f}{I_s}=\frac{\beta}{(1-\beta)}$$

于是

$$R_s=\frac{\beta}{(1-\beta)}R_f$$

所以

$$\beta=\frac{R_s}{R_f+R_s} \qquad (3-22)$$

由式（3—21）和式（3—22）可知，磁场削弱系数β值是由分路电阻R_s决定的，而与激磁绕组的匝数无关，如果需要改变磁场削弱系数，只需改变分路电阻即可。

当牵引电动机在某一磁场削弱级运行时，相应地有一条特性曲线，这条特性曲线可以根据满磁场时的特性曲线求得。

设在磁场削弱时，牵引电动机的转速为

$$n'=\frac{U-IR'}{C\Phi'} \qquad (3-23)$$

式中 n'——磁场削弱后，在电枢电流为I时的转速；

Φ'——磁场削弱后，在电枢电流为I、激磁电流为βI时的磁通；

R'——磁场削弱时，电动机的等值电阻。

如果和满磁场的速率特性相比较，在相同的激磁电流下，电枢电流应为βI（因为满场时激磁电流就是电枢电流），此时的转速为

$$n=\frac{U-\beta IR}{C\Phi} \qquad (3-24)$$

比较式（3—23）与式（3—24），可得

$$\frac{n'}{n}=\frac{C\Phi}{C\Phi'}\cdot\frac{U-IR'}{U-\beta IR} \qquad (3-25)$$

因为两种情况的激磁电流相等，则彼此所产生的磁通基本上是一样的。同时由于电动机的电阻非常小，压降可以忽略。因此，可以足够准确的认为

$$n'\approx n$$

这就是说，在磁场削弱的情况下、当电枢电流为I时，其转速将近似等于在满磁场情况下当电枢电流为βI时的转速。因此，如果需要求取电动机磁场削弱时的速率特性，可以在满磁场的速率特性曲线上，找出相应于电流为βI的速度，该速度就是磁场削弱后电枢电流为I的速度。用这样的方法，取不同的I值，便能作出磁场削弱后的速率特性曲线，如图3—9所示。

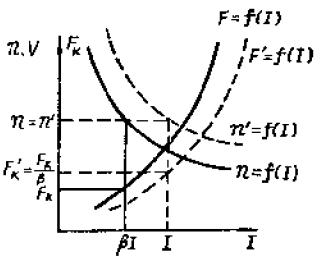


图3—9 牵引电动机满磁场与削弱磁场时的特性曲线

————满磁场 – – – –削弱磁场

由图3—9可见，在同样负载电流情况下，磁场削弱后的电动机转速比满磁场时增高了。这个结论也可以从速率特性基本公式中看出。通过多级的磁场削弱，可以扩大电动机的调速范围，也就增加了机车的调速范围。

采用削弱磁场调速与采用电枢回路串联电阻调速相比，它没有附加调速电阻，因而没有附加电能损耗，电机效率不会降低。所以，磁场削弱所获得的速度称之为经济速度。如图3—10中的曲线*2*和曲线*3*皆为经济速度级。

从牵引电动机和机车电路设计来讲，磁场削弱可以在任意端电压下进行，但实际上机车

的调速通常都是先调节电动机的端电压，当牵引电动机电压已达额定值还需要提高机车速度时，才用磁场削弱。为了扩大机车的调速范围，一般都用加深磁场削弱的程度来实现，也就是说，选取最深（最小）磁场削弱系数β_{min}。而β_{min}受电动机换向条件限制。由于电枢磁场的作用，过分削弱磁场，会使主磁场畸变太甚，同时电抗电势和最大片间电压都要增加，这不仅使电机的安全换向不能得到保证，甚至会引起电机环火。

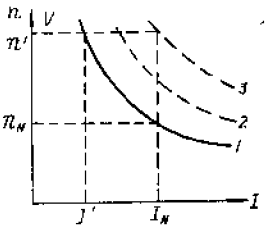


图 3—10
1——满磁场；2——磁场削弱。

当牵引电动机磁场削弱的允许极限（即β_{min}）选定后，如果采用分级削弱，则决定磁场削弱级数实际上就是决定各级β值的问题。解决这一问题的基本原则是：分别画出满磁场和最深磁场削弱时的特性曲线，在满磁场向第一削弱级过渡、第一级向第二级过渡以及向第三级……最深级过渡时，应使机车的牵引力或牵引电动机的电流的波动限制在一定范围内。关于磁场削弱级数的确定，是机车设计中的问题，在此就不作讨论。我国韶山1型电力机车有三个磁场削弱级，分别为70%、54%与45%。另外，韶山1型电力机车上用的ZQ650-1型牵引电动机是脉流牵引电动机，为了避免脉动电流中交流分量对电机换向的影响（参阅第四章），在主极绕组旁并联一个固定分路电阻，其β值为95%。因之韶山1型电力机车上即使在所谓满磁场时实际上磁场在一定程度上已被削弱。

磁场削弱后，电动机牵引力特性曲线也可以近似地根据满磁场时的牵引力特性曲线换算求得。

在满磁场情况下，当负载电流为βI，速度为V时，牵引力为

$$F_K=0.367\frac{\beta I U\eta\eta_g}{V} \qquad (3-26)$$

在磁场削弱情况下，当负载电流为I，速度为V'时，牵引力为

$$F_K'=0.367\frac{IU\eta\eta_g}{V'} \qquad (3-27)$$

如果将这两种情况进行比较，则当$V\approx V'$时，$F_K'\approx\frac{E_K}{\beta}$。也就是说，磁场削弱后，在相同速度下，牵引力将增加为原来的$1/\beta$倍。因此，如果满磁场时的牵引力特性为已知，则绘制磁场削弱时的牵引力特性曲线，并不是很复杂的问题。

在图3—9中，对应电流βI的牵引力为满磁场时牵引力F_K，对应电流I的牵引力为磁场削弱时的牵引力$F_K'=\frac{F}{\beta}$。这样，根据满磁场时牵引力的特性，只要依据上述对应关系，即可求出磁场削弱时的牵引力特性。

下面分析一下串激牵引电动机在采用磁场削弱时，为什么能够充分发挥它的功率。为了便于说明问题，先分析一下满磁场情况下功率发挥的情况。图3—10中曲线*1*是满磁场时的速率特性。当电动机转速由n_N增加至n'时，电动机电流则由I_N下降至I'，在端电压一定的情况下，这时电动机发挥的功率相应地减小。因此，在满磁场下工作的牵引电动机，当其转速在高于额定值的范围内运行时，电动机绕组在热效能方面利用不足，也就是电动机的功率没有充分发挥出来。当电动机采用磁场削弱时，如图3—10中的曲线*2*和曲线*3*所示的特性曲线。当电动机的转速增至n'时，电动机实际上可以在额定电流或接近额定电流下运行，因此，磁场削弱能够充分发挥牵引电动机的功率。在弄清楚上面所讨论的问题之后，再进一步分析一下串激牵引电动机在不同的运行条件下，当采用磁场削弱时，其所能发挥的功率有多

大。在分析问题时，将直接应用电动机转速、力矩以及它们和功率关系的分析式，并认为磁路是不饱和的。根据机车运行特点，可分两种情况。

第一种情况：当机车牵引力矩不变时。

为分析方便起见，列出磁场削弱前后两组分析式，并根据提出的条件来进行比较。

对于满磁场的情况来说

$$\left.\begin{aligned} &I_f = I_a \\ &M = C_M \Phi I_a = C_M' I_a^2 \\ &n = \frac{U - I_a \Sigma R}{C_e \Phi} = \frac{U - I_a \Sigma R}{C_e' I_a} \end{aligned}\right\} \qquad (3-28)$$

对于磁场削弱来说

$$\left.\begin{aligned} &I_f' = \beta I_a' \\ &M' = C_M \Phi' I_a' = C_M' I_f' I_a' = C_M' \beta (I_a')^2 \\ &n' = \frac{U - I_a' \Sigma R}{C_e \Phi'} = \frac{U - I_a' \Sigma R}{C_e' I_f'} \end{aligned}\right\} \qquad (3-29)$$

由于磁场削弱前后牵引力矩不变，即

$$M' = M$$

$$C_M' \beta (I_a')^2 = C_M' I_a^2$$

因此，磁场削弱后的电枢电流为

$$I_a' = \frac{1}{\sqrt{\beta}} I_a \qquad (3-30)$$

磁场削弱后的电动机转速（忽略电枢压降）为

$$\frac{n'}{n} \approx \frac{\dfrac{U}{C_e' I_f'}}{\dfrac{U}{C_e' I_a}} = \frac{I_a}{I_f'} = \frac{I_a}{\beta I_a'} = \frac{I_a}{\beta \dfrac{I_a}{\sqrt{\beta}}}$$

则

$$n' \approx \frac{n}{\sqrt{\beta}} \qquad (3-31)$$

因而，磁场削弱后牵引电动机的功率为

$$P' = M' n' = M \frac{n}{\sqrt{\beta}} = \frac{P}{\sqrt{\beta}} \qquad (3-32)$$

式（3—32）说明，在阻力不变的情况下进行磁场削弱，牵引电动机的功率相应增加 $\frac{1}{\sqrt{\beta}}$ 倍。

第二种情况：当机车上坡牵引并维持磁场削弱前的速度时。

这时，磁场削弱前后的速度要求不变，对于牵引电动机来说，即

$$n' = n$$

比较式（3—28）和式（3—29）两组方程式中的转速公式后，近似可得

$$I_a' = \frac{I_a}{\beta} \qquad (3-33)$$

这时

$$M' = C_M' \beta (I_0')^2 = C_M' \beta \frac{I_0^2}{\beta^2} = C_M' \frac{I_0^2}{\beta}$$

亦即

$$M' = \frac{M}{\beta} \tag{3—34}$$

因此，磁场削弱后牵引电动机所发挥的功率为

$$P' = M' n' = \frac{M}{\beta} n = \frac{P}{\beta} \tag{3—35}$$

式（3—35）说明，当机车保持磁场削弱前的速度爬坡牵引时，如果采用削弱磁场，牵引电动机功率相应增加$\frac{1}{\beta}$倍。

通过上面的分析可知，磁场削弱不仅能发挥牵引电动机的全功率，甚至能提高机车的利用功率。根据不同的运行条件，磁场削弱所得到的功率增量，既可用来提高机车速度（在牵引力不变的平道上牵引），也可用来提高牵引力（恒速上坡牵引）。

上述两种情况所获得的功率增量，对于恒压供电的电动机来说，主要是磁场削弱后由于电枢电流增大而得到的，这时电动机将过载运行、发热加剧，同时，使机车主电路功率损耗增加，技术经济指标降低。因此，最合理的办法是：根据不同的运行条件，尽可能使磁场削弱后的电枢电流变化不大，在这种情况下，电动机的功率将得到充分利用。

上面所讨论的是电力机车牵引电动机磁场削弱的情况，它是在恒电压下进行磁场削弱的。在电传动内燃机车上也采用磁场削弱，但其牵引电动机是由具有恒功率外特性的牵引发电机供电的，因此牵引电动机是在恒功率下进行磁场削弱的，也就是它的磁场削弱是在变电压下进行的。在磁场削弱的瞬刻，由于列车的惯性很大，可以认为列车的速度（即牵引电动机的转速）没有改变，由于牵引电动机是按恒功率的条件供电的，可以推知，电动机转矩也没有改变。由于磁场削弱后的磁通小于满磁场时的磁通，因此电动机电流突然增加，相应地电压突然降低。随着电枢电流的增加，这时如果电机发挥的力矩大于牵引列车所须的力矩，则电机转速开始升高，在转速升高的过程中，电动机反电势紧接着增加，并使电枢电流开始减小，相应地电动机端电压上升，最后，牵引电动机转速在一个新的稳定点运行。如果在同一电枢电流下运行，则磁场削弱后的转速提高了$\frac{1}{\beta}$倍（因为磁通减小了β倍），转矩减小了β倍，磁场削弱前后的功率不发生变化。

由上述可见，电力机车和内燃机车采用磁场削弱的目的是相同的，都是充分发挥机车高速时牵引电动机的功率。所不同的是电力机车的磁场削弱是在恒电压下进行的，磁场削弱越深，电动机从电网取得功率越多，而内燃机车的磁场削弱是在变电压下进行的，磁场削弱前后电动机的功率不发生变化。

§3—4　机车及牵引电动机主要调节参数的选择

牵引电动机是电传动机车上的主要设备，它的工作性能直接影响机车车辆的运行情况。因此在考虑牵引电动机工作特性时，必须从整个机车车辆运行时所提出的要求来着眼。

在设计机车整个传动装置时（包括牵引电动机在内），一方面要考虑在尽可能大的运行速度变化范围内，能充分利用牵引电动机的全部功率，特别要考虑高速情况下电机功率的发

挥；另一方面要考虑电力传动装置应具备先进的技术经济指标以及牵引电动机运行的可靠性。为此，必须根据机车运行特点所提出的要求，全面考虑和合理选择机车和牵引电动机的主要调节参数。

从牵引电动机角度看，为了充分利用它的功率，核心问题是必须提高在最高速度V_{max}时牵引电动机的输出功率，也就是说，必须提高在最高速度时通入电动机的电流。最高速度时的电机电流与电机磁路饱和程度、机车速度比和磁场削弱系数等因素有关，下面分别加以讨论。

一、电机磁路的饱和度

图3—11是两台磁路饱和度不同的牵引电动机的速度特性。为了便于比较，两台电机的额定数据（功率、电流和转速）相同，电机*2*的磁路饱和程度比电机*1*低。从图可以看出，从额定速度V_N到最大速度V_{max}范围内，电机*2*的电流I_2比电机*1*的电流I_1要大。这就是说，磁路较不饱和的牵引电动机，在高速运行时，它的功率利用较好，即它能发挥较大的牵引力。

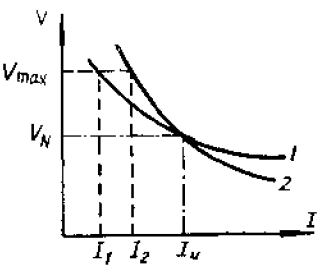


图3—11 磁路不同饱和程度时电动机的速度特性
1——饱和的；2——较不饱和的。

因此，为了充分利用电机的功率，在设计牵引电动机时，尽可能使磁路不要过分饱和。但磁路不饱和电机的尺寸和重量要大些，这除了给安装工作带来一些困难外，电机的经济指标（单位重量的千瓦数）也要差些。

牵引电动机磁路的饱和程度通常用额定状态下的饱和系数K_H来表示，其定义为

$$K_H=\frac{\Sigma F}{F_\delta} \qquad (3—36)$$

式中 ΣF——额定状态下主极总磁势；

F_δ——额定状态下空气隙磁势。

K_H愈小，电机磁路饱和程度愈低，对大功率牵引电机而言，K_H一般小于2。如国产ZQ650-1型脉流牵引电动机$K_H=1.645$；国产ZQDR-410型牵引电动机$K_H=1.712$；我国使用的6G型机车上的牵引电动机$K_H=1.575$。$K_H>2$的电动机认为是磁路饱和的电动机。

二、机车速度比

设计机车时，对机车的速度要规定一个范围，即必须给出机车最大速度V_{max}和额定速度V_N。速度比K_v就是两者的比值，即

$$K_v=\frac{V_{max}}{V_N} \qquad (3—37)$$

式中 V_{max}——机车的结构速度或最大速度；

V_N——机车的额定速度。

机车速度比实际上也是牵引电动机的速度比，它对牵引电动机的技术经济指标影响很大。K_v愈大，表示电机机械强度方面的余量愈大，从机车运行条件来看，说明其运行速度范围愈广，该机车既适合山区陡坡运行也适合于平原牵引，使机车车辆的通用性增大。但是从功率利用的观点来看，希望K_v愈小愈好。因为K_v愈大，电机的功率利用愈不充分（见图

3—11），电机的经济指标也较差。在现代电力机车上，机车速度比K_V一般在2～2.5范围内。

三、最深磁场削弱系数的选择

当牵引电动机在高于其额定速度的工况下运行时，采用磁场削弱电动机的输出功率要比满磁场大（参§ 3—3和图3—10），其功率利用也较好，这个结论可用数学的关系推导出来。

图3—12表示电动机满磁场时的磁化曲线。在小时状态下，其相应的磁通为Φ_h，激磁电流为I_{fh}，主极总磁势为WI_{fh}（W为主极匝数）。我们从原点0作磁化曲线的切线0a，这时相应于Φ_h的激磁电流为I_{f0}，则WI_{f0}表示在小时状态下空气隙的磁势。

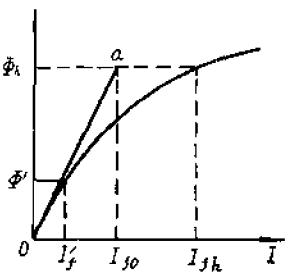


图 3—12

当采用削弱磁场使机车达到最大速度V_{max}时，设电动机的磁通为Φ'，和它相对应的激磁电流为I'_f，由于这时电机磁路不饱和，所以主极总磁势WI'_f可以认为近似等于空气隙磁势。因此，可以得出下列比例式，即

$$\frac{\Phi'}{\Phi_h}=\frac{WI'_f}{WI_{f0}}=\frac{I'_f}{I_{f0}} \tag{3—38}$$

在介绍饱和系数时式（3—36）为

$$K_H=\frac{\Sigma F}{F_\delta}=\frac{WI_{fh}}{WI_{f0}}=\frac{I_{fh}}{I_{f0}} \tag{3—39}$$

将式（3—38）和式（3—39）合并，得

$$\Phi'=\Phi_h\frac{I'_f}{I_{fh}}K_H \tag{3—40}$$

如在V_{max}时，磁场削弱系数为β，则

$$I'_f=\beta I'_a$$

其中 I'_a——在V_{max}，但磁场削弱系数为β时电机的电枢电流；

I'_f——上述情况下的激磁电流。

在小时状态下，磁场不削弱时

$$I_{fh}=I_{ah}$$

将以上两式代入式（3—40）中，则得

$$\Phi'=\Phi_h\frac{\beta I'_a}{I_{ah}}K_H \tag{3—41}$$

式中 I_{ah}——电枢小时状态下的电流。

此外，由速率特性可以引出下面的比例关系，即

$$\frac{\Phi_h}{\Phi'}=\frac{V_{max}}{V_h}=K_V \tag{3—42}$$

式中 V_h——机车小时速度。

将式（3—42）代入式（3—41）后，得

$$I'_a=I_{ah}\frac{1}{\beta K_H K_V} \tag{3—43}$$

上式表示了在最大速度V_{max}时电动机所取电流和小时电流之间的关系。由此式可知，I'_h与β、K_H及K_Y均成反比。在一定的K_Y下，β与K_H愈小，则I'_h愈大。因此，从机车牵引性能和电机功率利用的条件来看，β与K_H的数值愈小愈好。但是，磁场削弱系数的最小值β_{min}受电动机换向条件限制。当磁场削弱很深时，由于电机转速达到最大，这时电机电抗电势会相应增大。另外，当磁场削弱很深时，由于电枢反应的作用，使气隙磁场发生显著歪扭，这时将使半个极下的磁感应和片间电压增加，而另半个极下磁力线可能反向，以致使电机换向恶化，甚至会造成电机环火。

磁场畸变程度通常用表示电机换向稳定性的稳定系数K_Y来衡量，其定义为

$$K_Y=\frac{F_a+F_z+F_\delta}{\alpha F_{aq}} \qquad (3-44)$$

式中 F_a——电枢芯磁势；

F_z——齿磁势；

F_δ——空气隙磁势；

F_{aq}——电枢反应交轴磁势；

α——极弧系数。

由式（3—44）可知，K_Y愈小，则说明电枢磁势对主磁场所起的畸变作用愈大，这时电机产生环火的可能性愈大，换向也愈不稳定。牵引电动机运行经验证明，为了保证电机可靠换向以及允许采用较深的磁场削弱，从而使电机在高速时能发挥较大的功率，满磁场时的K_Y值一般不小于1.5～2。

牵引电动机在最深磁场削弱时将出现最小的稳定性系数K_{Ymin}.它和满磁场时K_Y的关系为

$$K_{Ymin}\approx\beta_{min}K_Y \qquad (3-45)$$

根据电力机车牵引电动机制造和运用经验，K_{Ymin}应不小于0.8～0.9。对于内燃机车牵引电动机，为了扩大其恒功率调速范围，K_{Ymin}的限制值可以小一些。

分析式（3—45）可知，如果满磁场时K_Y值一定，则磁场削弱时电机的稳定系数将减小，故在磁场削弱时电机换向的稳定性最差。如果既要采用较深的磁场削弱，又要保证磁场削弱后电机换向的稳定性，就必须加大满磁场时的稳定系数。通常加大K_Y的方法就是加大电动机的空气隙，这时F_δ相应增大。但是加大空气隙就必须增加主极的匝数，因而，电机的重量和尺寸都将相应地增大。因此，最深磁场削弱系数β_{min}受电机换向稳定性（稳定系数）限制，亦即受电机重量和尺寸限制。如果考虑到牵引电动机在运行中所受到的振动和冲击，最深磁场削弱系数β_{min}通常被控制在0.35～0.4范围内。我国ZQ650-1型和ZQDR-410型牵引电动机，其最深磁场削弱系数分别为45%和40%。

根据上面的讨论说明，在所要求的一定速度比K_V下，要在高速时充分利用牵引电动机的功率，就必须减小电机的饱和系数K_H以及选择较小的最深削弱系数β_{min}，但过小的K_H使电机的重量增加、太深的磁场削弱又受电机换向条件限制，虽然可以通过加大满场稳定系数K_Y来减小β_{min}，它又导致电机重量和尺寸的增加。因此说，充分利用机车的功率与电动机换向稳定性以及与电机重量和尺寸存在着矛盾。怎样解决这个矛盾呢？必须根据机车运行时总的要求来全面考虑，找出矛盾的主要方面，并根据式（3—43）给出的结果，合理选择和调整其中各项参数，并通过各种方案比较，才能做到使牵引电动机结构合理、性能可靠、经济指标优越，以满足机车运行所提出的要求。

第四章　脉流牵引电动机

前面曾经指出：在单相交流电网供电的电力机车上，大多采用硅整流器供电给牵引电动机，这时，加在牵引电动机上的电压为脉动电压，通过电动机的电流为脉动电流，由这种方式供电的牵引电动机称为脉流牵引电动机。

脉流牵引电动机典型的供电线路如图 4 —1 所示。牵引电动机通过单相全波整流器由变压器次边获得电压，在任一瞬刻，整流器 2 或 3 只有一个导通，这时加在牵引电动机 D 两端为脉动电压，相应地流过牵引电动机的电流是一个脉动电流，如图 4 — 2 所示。

由图 4 — 2（c）看出，脉动电流包括一个直流分量和一个交流分量。因为直流分量所占的成分是主要的，所以脉流牵引电动机在本质上仍然是直流牵引电动机，无论在结构上还是工作特性方面，基本上和直流牵引电动机是一样的，仍然可以运用前面讲过的直流牵引电动机的知识来认识脉流牵引电动机的各种问题。但是，由于电流的交流分量存在，给电动机工作带来了若干新的特点，也构成了脉流牵引电动机本身的特殊问题，这正是本章要讨论的中心内容。

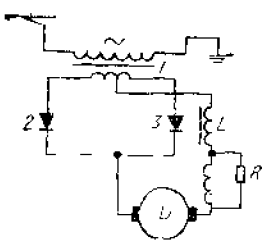


图 4 — 1　脉流牵引电动机供电线路图
1 —— 牵引变压器；2、3 —— 整流器；L —— 平波电抗器；D —— 牵引电动机。

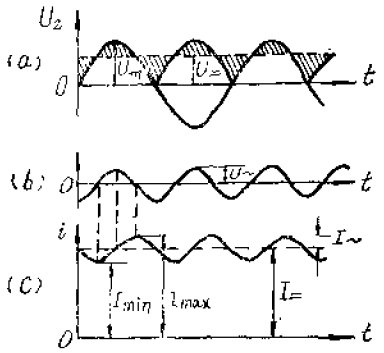


图 4 — 2　脉动电压和脉动电流波形图
（a）脉动电压波形；（b）脉动电压交流分量；（c）脉动电流波形。

事实上，在其它场合，比如交-直流电传动的内燃机车（东风$_4$型内燃机车）上和硅整流器供电的轧钢机电动机系统中，通过电动机的电流也都是脉流，只是由于整流电路的相数较多，因而电流交流分量的幅值较小，虽然这些电动机一般并不称为脉流电动机，但由电流交流分量引起的一些特点和脉流牵引电动机的特点是相似的。下面我们仅限于讨论电力机车上的脉流串激牵引电动机。

§4—1　脉流牵引电动机的电磁特点

为了深入了解脉流牵引电动机的一些专门问题，必须首先讨论一下脉动电流的性质、波形、数量关系以及在脉动电流作用下电机在电磁方面出现的新特点。

图 4 — 1 是电力机车上采用的（经简化的）实际电路，串激的牵引电动机和平波电抗器串联，由整流器（或称硅机组）输出的电压U_z（又称整流电压）加在牵引电动机D和平波电抗器L的两端。图 4 —2(a)是硅机组全导通状态时的整流电压波形。可以看出该电压是一个脉动电压。为了分析问题方便，这个脉动电压的波形可以用富氏级数进行分解，即

$$U_z=\frac{2}{\pi}U_m\left(1+\frac{2}{1\cdot3}\cos 2\omega t-\frac{2}{3\cdot5}\cos 4\omega t+\frac{2}{5\cdot7}\cos 6\omega t-\cdots\right) \quad (4-1)$$

分解的结果说明：整流电压中包括一个直流分量和一系列偶次谐波的交流分量，图 4 — 1 (a)中斜线部分表示电压交流分量的总和。在交流分量中，谐波的次数(频率)越高则幅振越小。为了将问题进一步简化同时又不影响工程计算的精确性，可以将四次以上的高次谐波略去。因此，由上述供电线路的整流电压实际上可以看成由一个直流电压分量和一个两倍（即100赫）频率的交流电压分量所组成，即

$$U_z=\frac{2}{\pi}U_m+\frac{4}{3\pi}U_m\cos 2\omega t=U_-+U_\sim\cos 2\omega t \quad (4-2)$$

式中 U_-——直流电压分量；

$U_\sim$——交流电压分量的幅值；

U_m——脉动电压最大值。

U_-和$U_\sim$又可写为

$$U_-=\frac{2}{\pi}U_m \quad (4-3)$$

$$U_\sim\approx 0.66U_- \quad (4-4)$$

分析电压波形主要是为了进一步分析电流波形，因为构成脉流牵引电动机在电磁方面的新特点是直接由脉动电流引起的。

在整流电压作用下，通过牵引电动机的电流，可以理解为是直流电压分量和交流电压分量分别单独作用的结果。设牵引电动机的总电阻为R，总电感为L_2，对直流分量讲，L_2不起作用，对交流分量讲，R可以忽略不计。因此，通过牵引电动机的电流为

$$i=\frac{U_--E_a}{R}+\frac{U_\sim}{2\omega L_2}\cos\left(2\omega t-\frac{\pi}{2}\right) \quad (4-5)$$

即 通过脉流牵引电动机的电流，同样可以看成由一个直流分量和一个两倍频率的交流分量的叠加。电流中直流分量I_-和交流分量$I_\sim$的幅值可分别写为

$$I_-=\frac{U_--E_a}{R} \quad (4-6)$$

和

$$I_\sim=\frac{U_\sim}{2\omega L_2} \quad (4-7)$$

式（4 — 6）中的E_a为牵引电机的反电势。在这里，认为反电势是没有交流分量的。这是由于在脉流牵引电动机中，为了改善换向，主极绕组中通常永久的并联一个分路电阻（详见本章§ 4 — 2），该电阻约为主极绕组电阻的 8 ～10倍。此时，交流分量电流绝大部分被分路电阻分掉，主极磁通脉动很小，因此，可以认为E_a是没有脉动的。衡量交流分量的大小，通常以其幅值$I_\sim$和直流分量I_-的比值来表示，它称为电流脉动系数K_i。于是

$$K_i=\frac{I_\sim}{I_-}=\frac{U_\sim}{2\omega L_2 I_-}=\frac{0.66U_-}{2\times 2\pi f I_- L_2}=1.05\frac{U_-}{1000 I_- L_2} \quad (4-8)$$

式中 L_2——电动机回路中的总电感；

f——电网频率，等于50赫。

从式（4—8）可知，电流脉动的程度和电动机电路中的电感成反比。为了要使脉动电流在额定状态下缓和到容许数值（$K_i=0.2\sim0.3$），电动机本身电感实际上是不够的。因此，必须串入一个平波电抗器，以增加电路中总电感，对脉动电流起敷平作用。

应该提到的是，牵引电动机和平波电抗器的总电感并不是一个常数，它是随着电流直流分量的大小，也就是随着磁路饱和程度的变化而变化的。因此，在整个负载范围内，电流交流分量也并不是一个常数，它的幅值通常随着直流分量加大而加大。图4—3为韶山1型电力机车电流脉动系数的变化范围，在额定小时状态下$K_i\approx0.25$。

上面分析了脉动电流的特点，这个脉动电流对电机磁场有什么影响呢？这是需要讨论的另一个问题。脉动电流通过牵引电动机的各个绕组，产生脉动的磁场强度H和相应的磁通密度B，这些物理量也可用不变分量和交变分量来表示，即

$$H=H_{-}+H_{\sim} \qquad (4-9)$$

和

$$B=B_{-}+B_{\sim} \qquad (4-10)$$

H_{-}和B_{-}的对应关系是以基本磁化曲线，即$B_{-}=\mu H_{-}$，$\mu=\mathrm{tg}\alpha$（称为静态导磁率），见图4—4。$H_{\sim}$产生$B_{\sim}$，在铁磁系统中，对应一定H_{-}（它由电流直流分量I_{-}产生的），$B_{\sim}$和$H_{\sim}$是沿着局部磁滞回线变化的，如图中曲线*12341*所示。由于在电机中磁滞回线很窄，因此，沿磁滞回线变化的$B_{\sim}$，可以相当准确的认为是延着直线*1*、*3*变化的。该直线与横轴夹角α_1的正切$\mathrm{tg}\alpha_1$称为脉动导磁率，以μ'表示时，则$\mu'=\mathrm{tg}\alpha_1$。因此，关于脉动磁场的物理性质，可以得到以下两点结论：

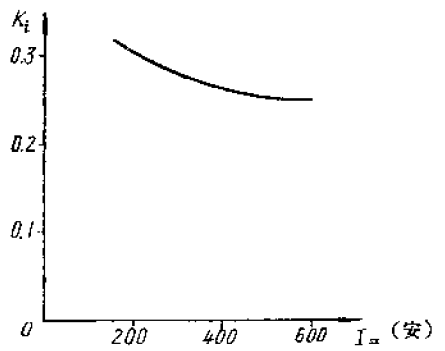


图4—3 韶山1型电力机车电流脉动系数曲线

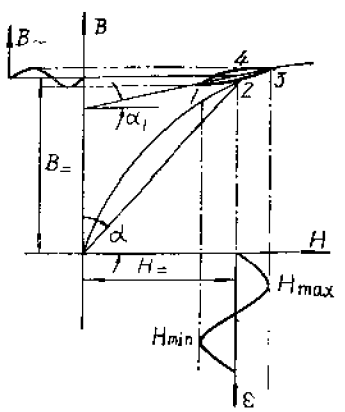


图4—4 脉动磁场强度和脉动磁密

1. 在脉动电流作用下磁场强度的交变分量$H_{\sim}$是按正弦变化的，它所产生的磁密交变分量$B_{\sim}$可以看成是按正弦变化的，相应的磁通交变分量$\Phi_{\sim}$也一定是按正弦变化的；

2. 考虑脉流作用下的磁路问题时，其脉动导磁率小于直流作用下的静态导磁率，即$\mu'<\mu$。

综上所述，可以看出，脉流牵引电动机和直流牵引电动机的工作条件是不完全相同的，主要是在它的各个电磁量中除直流分量以外，还存在正弦变化的交变分量，这就是脉流牵引电动机的电磁特点。

§4—2 脉流牵引电动机的换向问题

一台直流牵引电动机，如果在设计和结构方面不采取一些措施，把它直接运用在脉动电压下，这台电机的换向性能将恶化，在它的电刷下会产生较大的换向火花，这是什么原因呢？这主要是脉动电流中交流电流分量引起的。这一节我们将从脉动电流中存在着交流分量这一基本特点出发，运用前面所学过的直流电动机的换向理论，来分析使脉流牵引电动机换向恶化的种种原因。

在分析直流电动机换向时，当电枢电流通过短路元件进行换向，由于元件电感的作用，在短路元件中产生了一个电抗电势e_r，它阻碍了换向的正常进行。为了抵消电抗电势的作用，通常是由换向极绕组建立一个磁通，由它在换向元件中感应一个和e_r方向相反的换向电势e_K。如果两者补偿恰当，即元件中合成电势等于零，则电机就能获得满意的换向。

脉流牵引电动机的换向要复杂得多，在它的换向元件中，除了存在直流电抗电势e_{r-}和直流换向电势e_{K-}外，由于电流交流分量的作用，还引起了以下三种附加的交流电势（如图4—5所示）：

1. 由电枢电流的交流分量引起的交流电抗电势$e_{r\sim}$；
2. 由换向磁通的交变分量引起的交流换向电势$e_{K\sim}$；
3. 由主磁通交变分量引起的变压器电势e_t。

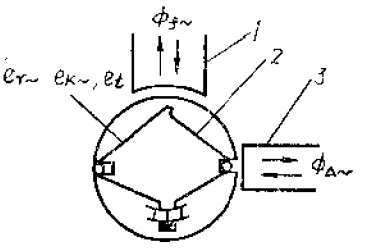


图 4—5
1——主极；2——换向元件；
3——换向极。

问题不在于这些电势的产生，而在于因电动机定子磁路中的块钢部分当通过磁通交变分量时，会产生涡流，它阻止磁通的变化，从而使交流换向电势$e_{K\sim}$大大滞后于换向极电流的交流分量，并使交流换向电势不能正确补偿交流电抗电势$e_{r\sim}$。结果在换向元件中产生了交流剩余电势$\Delta e_\sim$，它又产生了附加电流，使电刷下发生火花。

为了更好的了解换向元件各种交流电势的性质及它们之间的相互关系，从而找到改善脉流牵引电动机换向的途径，现就下面几个问题加以讨论。首先，假定电流、磁通、磁密的交变分量都按正弦变化，那么，在以下分析中，各正弦物理量均以矢量表示。

一、交流电抗电势

脉流牵引电动机电枢电流的换向过程如图4—6所示。图中T_K为换向周期，T为交流分量电流的变化周期。由于换向周期T_K比交流分量电流变化周期要小得多，因此，可以认为交流电抗电势$e_{r\sim}$的变化与电枢电流交流分量$I_{a\sim}$的变化是同相的，如图4—7所示。图4—8表示其矢量关系。

因为$e_{r\sim}$是$I_{a\sim}$在换向时产生的，由直流电机换向原理得知，两者大小是成正比的。即

$$e_{r\sim} \propto I_{a\sim}$$

由于直流电抗电势e_{r-}和电流直流分量也是成正比的，因此

$$\frac{e_{r\sim}}{e_{r-}} = \frac{I_{a\sim}}{I_a} = \frac{I_{a\max} - I_{a\min}}{I_{a\max} + I_{a\min}} = K_r$$

或

$$e_{r\sim} = K_r e_{r-} \qquad (4—11)$$

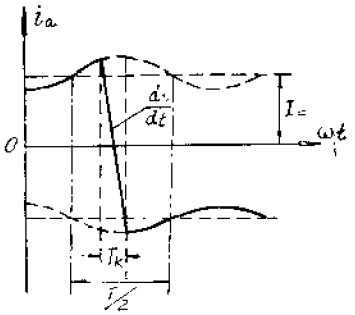


图 4 — 6　脉流牵引电动机电枢电流随时间变化关系

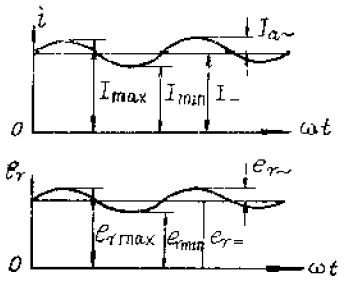


图 4 — 7　交流电抗电势波形

图 4 — 8　交流电抗电势矢量图

由此可得出以下结论：

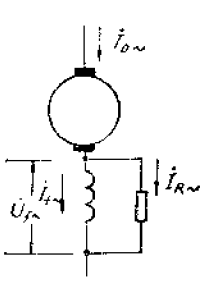
1. $e_{r\sim}$和$I_{a\sim}$是同相的；
2. $e_{r\sim}$正比于电流脉动系数K，和直流电抗电势$e_{r=}$。

二、换向元件中的变压器电势

由于主磁通交变分量的作用，在换向元件中产生了变压器电势e_t。它的方向大致与交流电抗电势相反，它的数值正比于主极磁通的交变分量。就相位而言，e_t可以用来抵消交流电抗电势，这是它有利的一面；就数值而言，过大的变压器电势，将使换向元件中交流剩余电势增大，这是它不利的一面。关于利用变压器来改善换向在§ 4 — 3 还要专门讨论，这里仅就限制变压器电势的数值和它所具有的特点先讨论一下。

为了限制变压器电势对换向的影响，通常的办法是减小主磁通的交变分量，即在牵引电动机主极绕组上并联一个分路电阻R，我们称它为固定分路电阻，如图 4 — 9（a）所示。因为主极绕组对电流交流分量而言，呈现出较大的电抗，因而，电流的交流分量将极大部分由电阻R流过，而不流过主极绕组，从而减小了主磁通的交变分量。

当主极绕组并联电阻后，设主极绕组两端的电压交流分量为$U_{f\sim}$，则流过分路电阻的电流交流分量$I_{R\sim}$在时间上与$U_{f\sim}$同相位，如图 4 — 9（b）所示。流过主极绕组的电流交流分量$I_{f\sim}$在时间上接近滞后于$U_{f\sim}$90°（因为激磁绕组可以看作为电抗线圈），电枢电流的交流分量则为$I_{R\sim}$与$I_{f\sim}$的矢量和。因此，$I_{f\sim}$滞后于$I_{a\sim}$，其相角为α_1。另外，流过主极绕组的$I_{f\sim}$产生了主极磁通的交变分量$\Phi_{f\sim}$，它在时间上又滞后于$I_{f\sim}$一个相角α_2（相当于变压器中主磁通和激磁电流的关系）。



（a）　　（b）

图 4 — 9　电阻分路时换向元件中的变压器电势

相角α_1的大小由分路电阻的数值及激磁绕组具有的电感决定，减小分路电阻的数值α_1将增大；α_2角的大小则由机座和主极磁路系统的涡流作用决定，当磁路系统的涡流作用大时，α_2将增大。

在换向元件中由$\Phi_{f\sim}$产生的变压器电势e_t，应滞后于$\Phi_{f\sim}$90°。

上述各电磁量的矢量关系，全部画在图 4 — 9（b）中，其中$I_{a\sim}$为参考矢量。由图可以看出，变压器电势的方向大致与$I_{a\sim}$方向相反，也就是说e_t大致与$e_{r\sim}$方向相反。

三、交流换向电势

在分析变压器电势e_t时，主要是通过找出主极交变磁通$\Phi_{f\sim}$的相位，来分析e_t的相位，这个问题比较容易解决。现在我们将讨论交流换向电势$e_{K\sim}$的性质以及它的相位关系。因为$e_{K\sim}$是换向元件切割换向极交变磁通$\Phi_{K\sim}$产生的，故研究这一问题的出发点，必须首先讨论$\Phi_{K\sim}$的大小和相位。

关于在换向区的交变磁通$\Phi_{K\sim}$的相位问题，是一个比较复杂的问题，因为它涉及到换向极磁路中涡流的作用，涉及到电枢交流磁势分量的影响，这些因素的影响给我们分析问题带来一定的困难。另外，由于涡流和交流电枢反应的影响，使$\Phi_{K\sim}$大大滞后于换向极电流的交流分量，甚至和交流电抗电势同相，以至于由$\Phi_{K\sim}$产生的$e_{K\sim}$非但不能抵消$e_{r\sim}$，相反地却和$e_{r\sim}$共同作用，使换向元件中产生较大的交流剩余电势，增加换向困难。因此我们说，交变磁通$\Phi_{K\sim}$的相位问题，是脉流牵引电动机换向问题的焦点。

为了进一步说明这个问题，下面绘出了牵引电动机$\frac{1}{4P}$的横剖面图（图 4 —10），图中画出了换向区各交变磁通所通过的路径和分布情况。

图中符号的含义为：

$\Phi_{a\sim}$——交流电枢反应磁通；

$\Phi_{K\sim}$——交流电流分量在换向区产生的交变磁通；

$\Phi_{\sigma\sim}$——换向极漏磁通的交变分量。

并令

$F_{a\sim}$——交流电枢反应磁势；

$F_{d\sim}$——换向极绕组中电流交流分量所产生的磁势。

设换向极线圈全部串联以后再与电枢绕组串联，则通过换向极线圈的电流即为电枢电流。在分析直流电机换向时已经知道，换向极磁势和电枢反应磁势在空间方向是相反的；在交流情况下，这个关系也是符合的，即$F_{d\sim}$在空间方向上和$F_{a\sim}$是相反的。但是，由它们产生的磁通在换向区是否时时相反呢？这就不能象分析直流电机那样来做推论，而必须结合各磁通所经路径的磁路结构来具体分析。在图 4 —10和图 4 —11中可以看出：

1. 电枢反应交变磁通$\Phi_{a\sim}$通过主极极靴闭合，其路径由叠片组成，由于磁路结构的涡流作用，使$\Phi_{a\sim}$的变化滞后于$F_{a\sim}$的变化，如用矢量图来分析，滞后角为ψ。

2. 换向极交变磁通$\Phi_{d\sim}$是经过机座实心体闭合的，也由于磁路结构的涡流作用，使得$\Phi_{d\sim}$滞后于$F_{d\sim}$一个θ角。因为机座实心体的涡流作用较大，因而不仅使$\Phi_{d\sim}$的数值减小，而且$\theta > \psi$。

3. 涡流作用使换向极交变磁通的漏磁通$\Phi_{\sigma\sim}$增加，则进入换向区的换向极磁通$\Phi_{d\sim}$在数值上将减小。

4. 换向区交变磁通$\Phi_{K\sim}$是由$\Phi_{d\sim}$和$\Phi_{\sigma\sim}$两部分合成的，合成的结果使$\Phi_{K\sim}$具有如图 4

—11所表示的相位。

分析的结果说明：由于磁路中涡流的作用、交流电枢反应的影响以及交变漏磁通的存在，可能导致换向区磁通 $\Phi_{K\sim}$ “倒相”，这就是关于 $\Phi_{K\sim}$ 相位问题的结论。“倒相”的 $\Phi_{K\sim}$ 将使 $e_{K\sim}$ 和 $e_{r\sim}$ 同相，这对换向是不利的。

上面的分析同时也说明：既然 $\Phi_{K\sim}$ 的相位是由电动机磁路结构决定的，那末我们可以在电机磁路结构方面采取一些措施来改善 $\Phi_{K\sim}$ 的相位，从面来改善电机的换向。

在确定了 $\Phi_{K\sim}$ 的相位以后，就可以决定 $e_{K\sim}$ 的相位了，因为 $e_{K\sim}$ 是换向元件切割 $\Phi_{K\sim}$ 产生的，故 $e_{K\sim}$ 和 $\Phi_{K\sim}$ 是同相位的。$e_{K\sim}$ 和 $e_{r\sim}$ 的矢量关系表示在图 4 —11中。

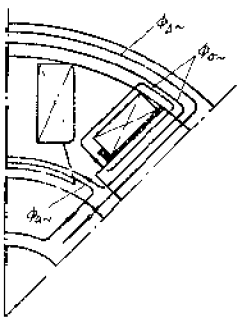


图 4 —10 换向区磁通交变分量分布示意图

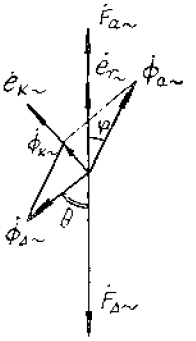


图 4 —11 换向区交变磁通及交流换向电势矢量图

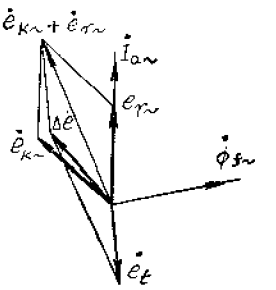


图 4 —12 换向元件中各交流电势相位关系图

四、换向元件中的交流合成电势

上面分别讨论了换向元件中各个交流电势的性质及特点，为了进一步弄清引起脉流牵引电动机换向困难的实质以及找到改善脉流机换向的途径，还必须分析各交流电势之间的相互关系，特别是它们的相位关系。

为了比较，将图 4 — 8 、图 4 — 9 (b)和图 4 —11画在一起，得出图 4 —12，并仍以 $I_{a\sim}$ 为参考矢量。

由图 4 —12看出：$e_{r\sim}$ 和电流交流分量 $I_{a\sim}$ 是同相位的；由于采用固定分路电阻 e_t 大体上和 $e_{r\sim}$ 是反相的；由于块钢的涡流作用 $e_{K\sim}$ 和 $e_{r\sim}$ 是同方向的。当上述三个电势合成后不能相互抵消时，便在换向元件中产生一个交流剩余电势 $\Delta e_\sim$ ($\Delta e_\sim = e_{r\sim} + e_t + e_{K\sim}$)。过大的 $|\Delta e_\sim|$，是导至脉流牵引电动机换向困难的根本原因。

为了改善脉流牵引电动机的换向，要尽可能减小交流剩余电势 $\Delta e_\sim$，怎样才能减小 $\Delta e_\sim$ 的数值呢？分析图 4 —12可知：减小 $\Delta e_\sim$，可以用减小 $e_{r\sim}$ 和 e_t，或者调整 $e_{K\sim}$ 相位以及利用 e_t 抵消 $e_{r\sim}$ 等办法来达到，这就是解决脉流牵引电动机换向问题的整个思路。

§4—3 改善脉流牵引电动机换向的方法

由于脉流牵引电动机的换向比直流牵引电动机困难，因此，为了保证脉流牵引电动机可靠运行，必须针对它在换向方面存在的问题采取一定的措施。

这些措施的一个方面，是在设计、制造脉流牵引电动机时，必须首先保证电机用在直流电源情况下直流换向的可靠性。例如：设计合理的换向极极靴；选用换向性能好的分裂电

刷；提高换向器的工艺质量以及电枢经过较严格的动平衡试验等。

这些措施的另一方面，必须考虑到脉动电流中存在着交流分量这一特点，考虑由于交流分量的作用在换向元件中引起了三种附加交流电势这一特殊问题，并针对这三种电势的性质和作用，或者分别减小它们的数值；或者利用它们的内在联系使其相互补偿。下面仅就改善脉流换向的一些方法进行讨论。

一、减小变压器电势和交流电抗电势

如上节所述，由主磁通脉动所产生的变压器电势，没有相应的电势和它抵消，为了减小它的数值，通常在主极绕组上并一个分路电阻，其目的是通过减小主极磁通的脉动量来减小变压器电势。事实上，当电枢电流脉动系数 $K_i=0.2\sim0.3$、$\beta=90\sim95\%$ 时，主极电流的脉动系数约为0.02～0.05，主极磁通的交变分量将更小，在这种情况下变压器电势约为0.1～0.4伏。国内外牵引电动机广泛采用这种方法。

减小交流电抗电势实际上就是降低直流电抗电势，因为在一定的脉动系数下，$e_{r\sim}$和e_{r-}是成正比的，参阅式（4—11）。脉流牵引电机的直流电抗电势的计算方法和直流牵引电动机所采用的方法是相同的，因此，欲减小 e_{r-} 的数值，可以参照减小直流牵引电动机电抗电势的办法来进行。由式（2—23）看出，减小直流电抗电势有下面若干办法：

1. 降低换向元件槽漏磁导磁率λ

要减小导磁率 λ，在设计电机时可以采取减小槽形高度、缩短电枢长度、加大换向极气隙以及采用梯形槽子（图4—13）等办法来达到。

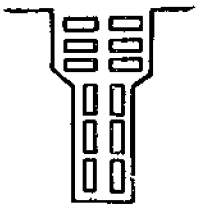


图4—13 梯形槽示意图

2. 选择合适的刷盖系数 γ，这样能使换向元件中自感电势和互感电势叠加合理，以获得合适的电抗电势波形。

3. 降低电动机转速，这样可以加大换向周期 T_K，因而减小了换向元件中的电流变化率，电抗电势也随之降低。

根据制造和运行经验，在脉动系数 $K_i=0.2\sim0.3$ 的条件下，脉流牵引电动机的直流电抗电势一般不应超过3伏。直流电抗电势的这个限制数值，仅当采用减小 e_r 及 $e_{r\sim}$ 的方法来改善换向才是正确的，如果采用其它方法（例如，利用变压器电势）来改善换向，e_{r-} 的数值可以选择稍大一些。

应当指出，用减小 e_{r-} 来改善脉流牵引电动机的换向，并不是根本解决问题的办法，因为过分压低e_{r-}，将使电机重量增加，电机设计也难以合理。

二、改善交流换向电势的相位

在脉流牵引电动机中，交流换向电势$e_{K\sim}$的相位是不合理的，它不仅不能起到抵消交流电抗电势的作用，反面有可能和$e_{r\sim}$叠加，使换向元件中有较大的剩余电势 $\Delta e_\sim$，造成电机换向困难。$e_{K\sim}$不合理的相位，是换向极磁路中涡流作用和漏磁影响造成的。因此，为了改善$e_{K\sim}$的相位，就必须减小换向极磁路的涡流作用和减少换向极的漏磁通。减小它们的影响有以下一些措施：

1. 换向极采用硅钢片叠成。这样可以减小换向极磁路的涡流作用，使$\Phi_{\Delta\sim}$在数值和相位方面都能较好地和$\Phi_{\sigma\sim}$抵消，并使$\Phi_{K\sim}$的相位变得合理。

2. 在机座内壁敷设磁桥。磁桥由几片硅钢片构成，它在换向极中心线处留一缺口。磁

桥的结构如图 4 —14所示。磁桥的作用是让交变磁通在其中流通，避免机座实心体对交变磁通的涡流阻遏作用，缺口（空气间隙）的作用是使磁通的直流分量（特别是主极磁通的直流分量）不易通过磁桥。

3. 采用叠片式磁轭。即在机壳内部用硅钢片叠成磁轭，这种结构可以很好地减小涡流影响，改善了$\Phi_{K\sim}$的相位，使换向元件中剩余电势大大降低。叠片式磁轭另外还有一些优点，比如磁路不易饱和、磁路特性比较均匀等。显然，它的制造工艺比较复杂。国外的一些电机曾采用这种结构，但它是否优越，应该从制造成本和运行性能两方面全面考虑，才能得出正确的结论。

4. 换向极线圈托架采用黄铜或非磁性钢结构（见图 4 —15）。因为黄铜等材料是良导体，所以它对漏磁通起着屏蔽作用，从而减少换向极漏磁通。

5. 换向极第二气隙采用绝缘材料制的垫片，其目的也是减小换向极磁路涡流的影响。

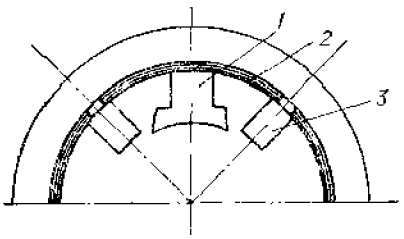


图 4 —14 磁桥结构示意图
1 —— 主极；2 —— 磁桥；3 —— 换向极。

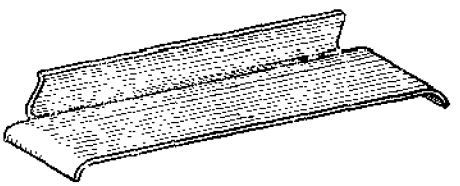


图 4 —15 换向极线圈托架

三、用变压器电势抵消交流电抗电势

在分析换向元件中各交流电势的关系时，变压器电势e_t与交流电抗电势$e_{r\sim}$几乎是反相的。根据这个启示，就提出了利用e_t来抵消$e_{r\sim}$的可能性。在上面讨论了用减小e_t和$e_{r\sim}$来改善换向，这个方法可以说是消极的。而利用变压器电势来抵消交流电抗电势的设想是积极的，因为它正确利用了e_t和$e_{r\sim}$的内在联系，将不利因素变为有利因素。实践证明，用e_t来抵消$e_{r\sim}$的方法是完全有效的。

为了使e_t和$e_{r\sim}$相抵消，并使换向元件中交流剩余电势最小，必须选择恰当的固定磁场削弱系数β_0。如果β_0取得太小，则e_t将太小，它在数值上不足以抵消$e_{r\sim}$。反之，如果β_0取得过大，则激磁电流$I_{f\sim}$与电枢电流$I_{a\sim}$的夹角α_1将减小（见图 4 — 9），使e_t不能与$e_{r\sim}$反相，这时e_t的相位又不合适。因此，e_t的大小和相位对固定磁场削弱系数β_0提出了相互矛盾的要求。最合适的β_0值，必须根据换向试验的效果来确定。根据一些脉流牵引电动机的试验资料来看，当$K_t=0.25$时、β_0约为97～99%。有些脉流牵引电动机根本不用固定磁场削弱，也就是采用了以e_t来抵消$e_{r\sim}$的原理。我国 ZQ650-1 型脉流牵引电动机，因为同时采用了减小$e_{r\sim}$和e_t来抵消$e_{r\sim}$，故其$\beta_0=95\%$，试验证明，这时e_t能较好地抵消$e_{r\sim}$。

用固定分路电阻磁场削弱的方法来改善脉流牵引电动机的换向，只能满足于一种运行状态。当电动机削弱磁场运行时，主极绕组中激磁电流的交流分量$I_{f\sim}$将相应减小，主磁通交变分量$\Phi_{f\sim}$和e_t也相应减小，同时它们的相位也要发生变化，变化的结果破坏了原有的各交流电势的平衡关系。为了改善脉流牵引电动机在高速运行时的换向，通常在削弱磁场电阻上串联一个电抗，我们称之为感应分路，如图 4 —16(a)所示。

采用感应分路后，和仅用电阻分路相比，主极绕组中的交流分量电流 $I'_{f\sim}$ 在数值上增大了，而它的时间相位超前了，相应地主极交变磁通 $\Phi'_{f\sim}$ 在数值增加了、相位超前了。因此，换向元件中的变压器电势 e'_t 数值也增大了，相位也超前了（见图 4—16b）。这样，就解决了仅用电阻削弱时造成 e_t 的数值减小和相位滞后的后果，使牵引电动机在高速运行时，换向元件中各交流电势也能很好地相互补偿。为了便于比较，我们将采用电阻磁场削弱和采用电感磁场削弱两种情况的 e_t 的相位关系画在一起，如图 4—17所示。图中 $I_{a\sim}$ 为参考矢量、感应分路时各物理量的符号皆以“′”表示。

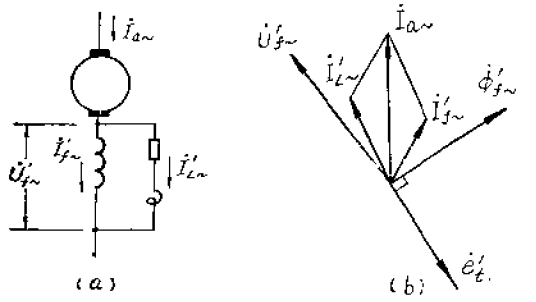


图 4—16　感应分路时换向元件中变压器电势矢量图

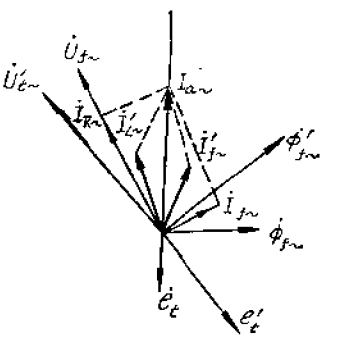


图 4—17　电阻分路和感应分路时变压器电势的比较

上面介绍的改善脉流牵引电机换向的各种方法，它们之间不是孤立、不变的。而是辩证的、互相联系的，究竟哪一种方法优越，不仅要考虑电机的工艺性、经济性等许多因素，更重要的是必须通过实践来验证。

关于对改善脉流牵引电动机换向性能的认识，是有一个逐步深入的过程的。我国设计生产的ZQ650型脉流牵引电动机，开始仅采用了主极分路电阻和平波电抗器，并在设计时压低了直流电抗电势，而脉流电机本身则和直流电机完全相同，在运行中发现它的换向不能令人满意，特别是它的换向稳定性更差。后来，在总结ZQ650型脉流牵引电动机运行经验的基础上，设计、试制了ZQ650-1型脉流牵引电动机，和原有产品相比，除了极数由六极改为四极外，在改善脉流换向方面，相应地采取了一些措施。比如，磁场削弱系数由90％改为95％；换向极用硅钢片叠成；机座采用磁桥结构及装置了补偿绕组等。

ZQ650-1型脉流牵引电动机投产运行以来，它的换向情况基本上是良好的，环火稳定性有显著改善，并经受了运行的考验，能较好地完成铁路运输任务。事物总是不断发展的，改善脉流牵引电动机换向更有效的方法，还有待于我们通过实践不断的创造和提高。

§4—4　脉流牵引电动机的电位特性

牵引电动机的电位特性是指换向器圆周上电位分布的情况，它对电机工作能力有很大的影响。因为换向器片间电压是电枢绕组切割空气隙磁通产生的，因此，换向器上的电位分布是和空气隙中磁通密度分布情况相对应的。

在脉流牵引电机中，空气隙磁通可以认为由两部分组成：直流分量磁通和交变分量磁通。直流分量磁通是由直流电枢反应磁势和直流主极磁势共同作用的结果，如图 4—18(a)中曲线 B_- 所示。同样道理，电枢反应磁势的交变分量和主极磁势交变分量的共同作用，在主

极气隙中形成了交变分量磁通。直流磁通的分布情况以及由它决定的电位特性，在第二章中已经讨论过，这里仅就交变分量磁通的特点和作用扼要的说明一下。

上面提到过，气隙中交变磁通是由主极交变磁通和电枢反应交变磁通叠加而成，在一般情况下，由于主极采用电阻分路，主极磁通交变分量是不大的，因此，在交变磁通中，电枢反应交变分量占主要成分。在电机的空气隙中，交变分量磁通是叠加在直流分量磁通上面的。由于在前极端处磁密的直流分量较大，脉动导磁率较小，因而前极端下交变分量磁密较小，如图4—18(a)中$B_{\sim}$曲线所示。

主极气隙磁通的交变分量在电枢绕组元件中产生旋转电势和变压器电势，形成换向器片间电压的交变分量。片间电压的交变分量和直流分量叠加形成脉流牵引电动机电压分布曲线，如图4—18(c)所示。

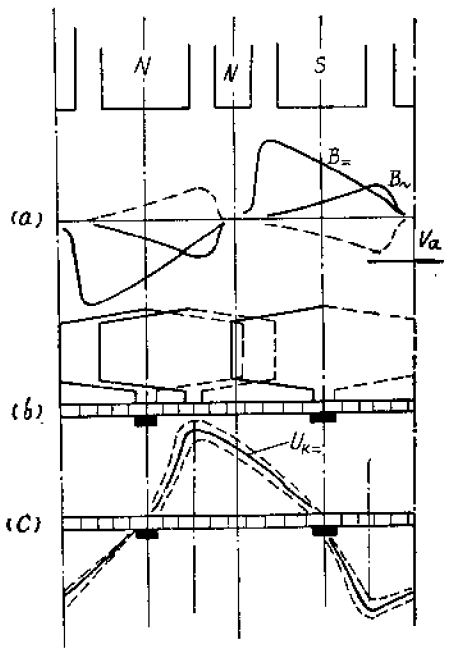


图4—18 脉流牵引电动机换向器电位特性

由于交流片间电压$\Delta U_{\sim}$的存在，使换向器上电位分布复杂化了，在通常情况下，脉流牵引电动机片间电压比直流时约增加10～15%左右。如果脉流牵引电动机在直流情况下的片间电压最大值已达最大允许数值，则片间电压脉动将更加容易促成电位火花，从而使电机的抗环火能力降低。

由图4—18(c)可以看出：片间电压最大值仍然象直流电动机一样，是出现在接近电刷后刷边的地方。图中虚线表示片间电压脉动范围。

由于脉动电流使电机片间电压增加，它是造成电机环火的内在因素。因此，在设计脉流牵引电机时，其平均片间电压的直流分量和换向器上的电位梯度，应该比同类型直流牵引电动机有较严格的限制。

改善换向器电位分布的最根本办法是采用补偿绕组，它可以克服电枢反应造成的换向器片间电压分布曲线的畸变，因而可以大大提高电机换向的稳定性。

§4—5 脉流牵引电动机的发热

与普通直流牵引电机相比，脉流牵引电动机在运行时有较大的铜耗和铁耗。因它除了和直流电动机一样存在着基本损耗和附加损耗之外，由于电流和磁通交变分量的作用，在电机中还引起了一些新的附加损耗。现分别讨论如下：

1. 铜耗：脉流牵引电动机各绕组的铜耗，可以分为：

（1）由电流中直流分量产生的铜耗

对电枢绕组来说，除直流电流分量产生的主铜耗外，还包括由于电枢旋转而产生的附加损耗。附加损耗可用附加电阻系数k_1来表示。这样，电枢绕组由于电流直流分量引起的总铜耗为

$$p_{Cu-}=I_{-}^{2}k_{1}r_{a} \qquad (4-12)$$

式中 r_a——电枢绕组的欧姆电阻；

I_-——电枢电流的直流分量；

k_1——电枢电流直流分量的附加电阻系数，其大小由电枢导体的安排形式及尺寸等决定。

对于主极和换向极绕组，电流直流分量只引起主铜耗，而没有附加损耗。

（2）由电流中交流分量所产生的铜耗

在电枢绕组中，除了由交流分量产生的主铜耗外，还应考虑由于电流以双倍频率(100赫)交变而产生的附加铜耗，以及由于电枢旋转而产生的附加铜耗。这样，电枢绕组由于电流交流分量产生的总铜耗为

$$p_{Cu\sim}=\frac{1}{2}I_{\sim}^{2}k_{2}r_{a} \qquad (4-13)$$

式中 $I_\sim$——电枢电流交流分量的最大值；

k_2——电枢电流交流分量的附加电阻系数，其大小由交变频率及旋转频率之比、电枢导体的安排形式、导体尺寸等决定。

在主极和换向极绕组中，电流交流分量除产生主铜耗外，还由于电流以双倍频率交变而产生的附加损耗，但没有因旋转频率而产生的附加损耗。交流分量产生的总铜耗也可以写成式（4—13）的形式。

2. 铁耗：在计算电枢铁耗时，如主极绕组采用固定分路电阻，则主极绕组中的电流交流分量很小，再加之磁导体中涡流反磁作用，主极磁通交变分量可以忽略不计。因此，电枢的铁耗可以分成两个部分：一部分由直流主磁场及直流电枢电流所引起的铁耗；另一部分是由电枢中双倍频率的电流分量产生的铁耗。

至于定子磁导体的块钢部分由于磁通脉动引起的附加铁耗，可以这样认为：在采用了平波电抗器和主极分路电阻后，脉动磁通在定子部分产生的附加损耗很小，它对电机的发热、实际上不起什么影响。

由于电流交流分量和磁通交变分量的作用而引起的各种附加损耗计算复杂，而且不易准确，因此这些损耗常用试验来加以确定。根据试验，上述各种附加损耗在数值上约占电机的额定功率的1％左右。

因为脉流牵引电动机的铜耗和铁耗都比直流供电时为大，故电动机各绕组的温升也相应增大。表4—1是我国牵引电机制造厂对某台脉流牵引电动机温升试验数据，该数据是在$U_N=1500$伏、$\beta=90\%$、$K_t=21\%$以及通风量为120米³/分的情况下测得的。

由表4—1可见，脉流下持续温升较直流下升高了15％以上，且换向极绕组温升增加较多。

表4—1

供电电流	小时制				持续制			
	电流（安）	电枢（℃）	主极（℃）	换向极（℃）	电流（安）	电枢（℃）	主极（℃）	换向极（℃）
直流	475	98	137	97	425	88	144	98.5
脉流	475	102	141.55	110.5	425	99	167	116
脉流与直流温升百分比	—	104	103	114	—	112.3	116	118

§ 4—6 脉流牵引电动机换向元件中各交流电势的计算方法

脉流牵引电动机的换向问题，主要取决于换向元件中的三种交流电势，即：交流电抗电势$e_{r\sim}$；变压器电势e_t及交流换向电势$e_{K\sim}$。这三个电势的大小和相位，直接影响脉流牵引电动机换向的质量。在本章§4—2节中，着重分析了这三种电势的物理特点及它们之间的相位关系，本节将介绍这三种电势的计算方法，以便从数量上更精确地来分析脉流牵引电动机的换向问题。

根据§4—1节分析得知：脉动电流的交流分量$I_{a\sim}$与磁场强度的交变分量$H_\sim$是按正弦变化的，由它产生的磁密交变分量$B_\sim$及磁通交变分量也可以看成是按正弦变化的。因此，换向元件中各交流电势其数值和相位可以用复数形式来表示，即

$$\dot{E}_{r\sim}=C_1\dot{I}_{a\sim}=K_r\dot{E}_{r-} \tag{4—14}$$

$$\dot{E}_t=-jC_2\dot{\Phi}_{f\sim}=-j\omega_2 W_s\dot{\Phi}_{f\sim} \tag{4—15}$$

$$\dot{E}_{K\sim}=C_3\dot{\Phi}_{K\sim} \tag{4—16}$$

式中 $C_1=K_r$；$K_r=\dfrac{\dot{I}_{a\sim}}{I_-}$；$C_2=2\pi fW=628W_s$；$C_3=\dfrac{2W_sV_a}{b_K}$；

$\dot{E}_{r-}$——直流电抗电势平均值，伏；

W_s——电枢元件串联匝数；

$\dot{\Phi}_{f\sim}$——主极磁通交变分量的幅值，韦伯；

$\Phi_{K\sim}$——换向区磁通交变分量的幅值，韦伯；

b_K——换向区域宽度，米；

$V_a=\dfrac{\pi D_a n}{60}$——电枢圆周速度，米/秒。

在换向元件各交流电势中，交流电抗电势$E_{r\sim}$的计算是比较简单的，可以根据已求出的直流电抗电势和已知的电流脉动系数K_r利用式（4—14）求得。变压器电势E_t和交流换向电势$E_{K\sim}$的计算是比较复杂的，但是它们可以归结为主极磁通交变分量$\Phi_{f\sim}$和换向区磁通交变分量$\Phi_{K\sim}$的计算。下面将着重讨论E_t和$E_{K\sim}$的计算问题。在分析时，取实轴的正方向为向量$I_{a\sim}$的方向，并按通常习惯，$(+j)$轴相对实轴反时针方向旋转，$(-j)$轴相对实轴顺时针方向旋转。

一、变压器电势的计算

前面讨论过，换向元件中的变压器电势，是由于主极磁通中存在着交变分量而引起的，计算变压器电势实际上就是计算主极磁通的交变分量$\Phi_{f\sim}$。欲计算$\Phi_{f\sim}$，必须首先求出作用于主极磁路磁势的交流分量和主极磁路各部分的复磁阻。复磁阻的计算，又涉及到磁路结构特点，涉及到磁路各部分材料以及磁路内部涡流影响等许多问题。因此，变压器电势的计算是一个复杂的过程。

1. 主极磁势交流分量的计算

根据图4—19所示的线路，在没有分路电阻情况下，激磁电流交流分量$I_{f\sim}$的大小和相

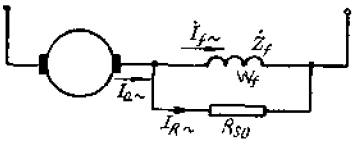


图4—19 电阻分路原理图

位与电枢电流交流分量$I_{a\sim}$是一致的，故主极磁势交流分量为

$$\dot{F}_{f\sim}=\dot{I}_{f\sim}W_f=\dot{I}_{a\sim}W_f \tag{4—17}$$

式中 W_f——主极线圈匝数。

通常情况下，脉流牵引电动机带有固定分路电阻R_{s0}，则电枢电流和励磁电流的交流分量之间有一个相位差。因此，交流分量的磁场削弱系数$\beta_\sim$，应该是一个复数。即

$$\dot{\beta}_\sim=\frac{\dot{I}_{f\sim}}{\dot{I}_{a\sim}}=\frac{R_{s0}}{2p\dot{Z}_f+R_{s0}} \tag{4—18}$$

式中 $\dot{Z}_f$——电动机主极绕组每极阻抗。

而主极磁势的交流分量为

$$\dot{F}_{f\sim}=\dot{I}_{f\sim}W_f=W_f\dot{\beta}_\sim\dot{I}_{a\sim} \tag{4—19}$$

或

$$\dot{I}_{f\sim}=\frac{R_{s0}}{2p\dot{Z}_f+R_{s0}}\dot{I}_{a\sim} \tag{4—20}$$

由磁通和磁势的关系知，主极磁通交流分量为

$$\dot{\Phi}_{f\sim}=\frac{\dot{F}_{f\sim}}{\dot{Z}}=\frac{W_f\dot{I}_{f\sim}}{\dot{Z}} \tag{4—21}$$

式中 $\dot{Z}$——主极磁通交变分量磁路的全复磁阻。

当主极所有匝数W_f全部与$\Phi_{f\sim}$交链时，$\Phi_{f\sim}$在主极线圈中感应的脉动电势为

$$\dot{E}_{f\sim}=-j\omega_2W_f\dot{\Phi}_{f\sim} \tag{4—22}$$

式中 ω_2——电网二次谐波角频率。

由主极线圈电路关系可知：当主极线圈两端电压交流分量近似认为等于交流脉动电势，即$\dot{U}_{f\sim}\approx-\dot{E}_{f\sim}$时，则励磁绕组的阻抗为

$$\dot{Z}_f=\frac{\dot{E}_{f\sim}}{\dot{I}_{f\sim}} \tag{4—23}$$

将式（4—21）、（4—22）代入式（4—23）得

$$\dot{Z}_f=j\omega_2\frac{W_f^2}{\dot{Z}} \tag{4—24}$$

由上述分析可知，在已知电枢电流$I_{a\sim}$的情况下如果求出主极磁路复磁阻Z，则根据式（4—24）和式（4—20）即可求出励磁电流交流分量$I_{f\sim}$，再由式（4—21）所给的关系，最后借助于式（4—15）将很方便地求得换向元件中的变压器电势。

由此可见，换向元件中变压器电势的计算，可以归结为在主极磁势交流分量的作用下、主极磁通交变分量所经磁路全部复磁的计算。

在一般情况下，主极除了接入固定分路电阻R_{s0}外，还并接了磁场削弱调节电阻和调节电感，如图4—20所示的线路，这时变压器电势的确定也完全可用上面所述的原则，仅仅是交流磁场削弱系$\dot{\beta}_\sim$需根据实际电路关系来确定。

假设：

R_{s0}——固定分路有效电阻；

R_{s1}——磁场削弱调节电阻；

X_f——励磁绕组电抗（复数Z_f的虚数部分）；

X_{s1}——磁场削弱调节分路的电抗；

R_f——励磁绕组有效电阻；

$\dot{Z}_s$——整个分路的全阻抗；

$\dot{Z}_{s1}$——可调节分路的全阻抗。

考虑电路关系和所用的符号得

$$\frac{\dot{I}_{f\sim}}{\dot{I}_{s\sim}}=\frac{\dot{Z}_s}{\dot{Z}_f} \tag{4—25}$$

$$\dot{\beta}_\sim=\frac{\dot{I}_{f\sim}}{\dot{I}_{a\sim}}=\frac{\dot{I}_{f\sim}}{\dot{I}_{f\sim}+\dot{I}_{s\sim}}=\frac{\dot{Z}_s}{\dot{Z}_f+\dot{Z}_s} \tag{4—26}$$

式中

$$\dot{Z}_f=R_f+jx_f$$

$$\dot{Z}_s=\frac{R_{s0}Z_{s1}}{R_{s0}+Z_{s1}}=\frac{R_{s0}(R_{s1}+jx_{s1})}{R_{s0}+R_{s1}+jx_{s1}} \tag{4—27}$$

在已知励磁绕组和磁场分路的有效电阻及电感情况下，即可求出交流磁场削弱系数$\beta_\sim$（复数），进而利用前面所述的方法，亦可求得在磁场削弱情况下电枢绕组元件的变压器电势。

2. 主极磁通交变分量磁路各段复磁阻的计算

为了计算主磁通交变分量磁路的复磁阻，必须首先绘出相应的等值磁路图，如不考虑主极漏磁的影响，则等值磁路图如图4—21所示。

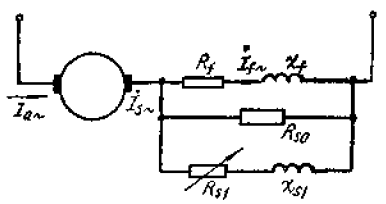


图4—20 感应分路原理图

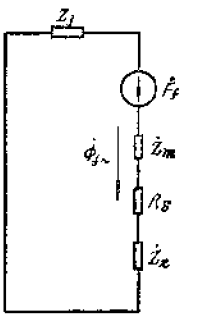


图4—21 主磁通交变分量等值磁路图

图中：

$\dot{Z}_f$——机座轭复磁阻；

$\dot{Z}_m$——主极芯复磁阻；

$\dot{Z}_z$——电枢齿层复磁阻；

R_δ——空气隙磁阻。

当计算磁路各部分复磁阻时，必须考虑脉动磁通交变分量的相对导磁率在很大程度上取决于我们所计算的磁导体（机座、主极、齿等）中的磁通密度直流分量。

磁路各部分的复磁阻，可按下式进行计算，即

$$Z = k\frac{l_H}{l_i}\sqrt{\frac{2\omega\gamma}{\mu}}e^{j\psi} \qquad (4-28)$$

式中 l_H——磁路中磁力线的长度；

l_i——磁导体表面涡流回路的长度；

ω——角频率；

γ——磁导体的导电系数；

μ——磁导体的导磁率；

k——由试验决定的系数；

ψ——由涡流所决定的复磁阻的幅角。

对于由某一材料做成的磁导体来说，式（4—28）可以写成更为简单的形式，即

$$Z = C\frac{l_H}{l_i}e^{j\psi} \qquad (4-29)$$

系数C及角ψ均由试验决定。显然，C和ψ之值均随磁导体中磁通密度的大小而定。

对于铸钢的磁导体，其系数C和角ψ可按图4—22给的试验曲线确定，在一定脉动系数（$K_t=0.25\sim0.3$）情况下，它们取决于计算部分的磁通密度直流分量。

对于由厚1.5～2.0毫米普通钢板叠成的磁导体，由于其涡流作用减小，在决定其磁阻时，可应用对整块钢磁导体的公式来计算，但需要引入分层系数k_d，k_d的值约为0.35，即

$$Z = 0.35C\frac{l_H}{l_i}e^{j\psi} \qquad (4-30)$$

对于采用硅钢片叠成的磁导体，可用叠片磁阻的计算公式，其导磁系数应为脉动导磁系数$\mu_n = \mu_n' \cdot 10^{-4}e^{j\psi}$，它由图4—23所示的试验曲线并根据磁通密度直流分量的关系来确定。图中实线对应$\mu_n' \cdot 10^{-4}$之值，虚线为幅角ψ。

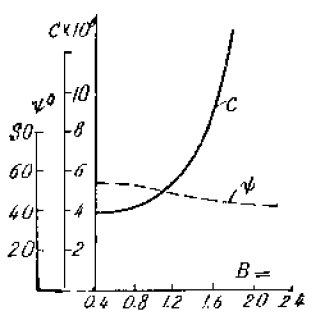


图4—22 C和ψ与直流磁通密度关系曲线

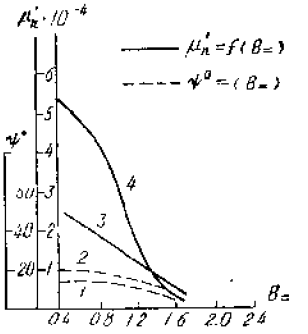


图4—23 μ'_n和ψ与直流磁通密度曲线

（1）机座轭磁阻$\dot{Z}_j$的计算

考虑到电动机机座具有闭合外壳的特征，进入机座的磁通交变分量只沿其内表面渗漫而渗透的厚度很小，因而每一钢件区段的电磁波可视为平面波。

假设电流单元环绕激磁磁通的磁极且离开主极铁芯表面的距离为x，那么，电力线的长度$l_{l_x}=2(l_m+b_m)+2\pi x$，磁力线的长度为$dx$，见图4—24。因而

$$\frac{l_H}{l_i}=\int_0^A\frac{dx}{2(l_m+b_m)+2\pi x}=\frac{1}{2\pi}\left(1+\frac{\pi A}{l_m+b_m}\right) \qquad (4-31)$$

式中　A——沿机座内表面从主极表面到换向极轴线的距离，米；

l_m和b_m——相应于主极铁芯的长度和宽度，米。

将式（4—31）代入式（4—29），并根据计算的磁通密度直流分量找出系数C和角ψ，即可求得机座轭复磁阻Z_{j_c}。

若电动机机座为部分叠片（又称半叠片）结构(它是在整体铸件里面叠压圆环状冲片)，如图4—25所示。其磁阻系由块钢部分磁阻Z_{j_c}和叠片部分磁阻$\dot{Z}_{j_p}$并联磁阻的等值磁阻组成，即

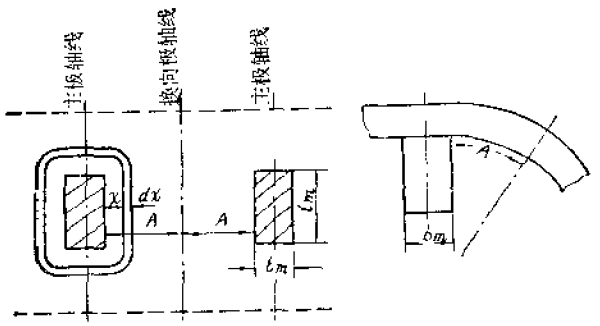


图4—24　沿轭部交变磁通路径图

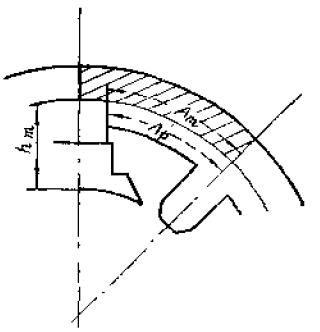


图4—25　半叠片机座交变磁通路径图

$$\dot{Z}_j = \frac{\dot{Z}_{j_c}\dot{Z}_{j_p}}{\dot{Z}_{j_c}+\dot{Z}_{j_p}} \qquad (4-32)$$

Z_{j_c}和Z_{j_p}的计算公式分别为

$$\dot{Z}_{j_c} = \frac{1}{2\pi}\ln\left(1+\frac{\pi A_m}{l_m+b_m}\right)Ce^{j\psi} \qquad (4-33)$$

$$\dot{Z}_{j_p} = K\frac{A'_p}{2\mu_n b_m l_m \times 0.97} \qquad (4-34)$$

式中　A_m——沿整体部分和叠片部分分界线上从主极铁芯侧面到换向极轴线的距离，米；

A'_p——沿叠片部分中央从主极铁芯侧面到换向极轴线的距离，米。

（2）主极极芯复磁阻$\dot{Z}_m$的计算

主极极芯复磁阻决定于主极结构形式和所用材料，通常采用的有图4—26所示的两种形式。

图4—26(a)为带有凸台和叠片极靴的主极结构，其磁阻为$\dot{Z}_m=\dot{Z}_{mq}+\dot{Z}_{mp}$，$\dot{Z}_{mq}$为凸台部分的复磁阻，可用下式计算

图4—26　主极结构形式图
(a) 有凸台的主极结构；(b) 全叠片主极结构。

$$\dot{Z}_{mq} = C\frac{h_q}{2(l_q + b_q)}e^{j\varphi} \qquad (4-35)$$

式中 l_q和b_q——凸台部分的长度和宽度，米。

这个公式类似于计算整体机座磁阻的公式，凸台部分的电力线长度等于它的周边长度$2(l_q+b_q)$，而磁力线的长度按凸台边缘高度h_q计算。

若极靴部分由厚1.5～2.0毫米的普通钢板叠成，其磁阻Z_{mp}可按整块导磁体的公式计算，并引入分层修正系数0.35。即

$$\dot{Z}_{mp} = 0.35C\frac{h_p}{2(l_m + b_m)}e^{j\varphi} \qquad (4-36)$$

式中 h_p——主极铁芯中心高度，米。

图4—26(*b*)所示为全叠片主极结构。假如该主极铁芯由厚0.5毫米的硅钢片叠成，则它的磁阻可按叠片磁导体相应的公式计算。即

$$Z_m = K\frac{h_m}{\mu_n S_m} \qquad (4-37)$$

式中 h_m——叠片主极高度，米；

$S_m = 0.97 l_m b_m$——主极铁芯横截面面积，米^2；

K——修正系数（因涡流而引起磁阻增加的系数）。

（3）空气隙磁阻的计算

交变磁通通过空气隙的磁阻和不变磁通通过空气隙的磁阻有相同的性质，因此，可以利用一般计算磁阻的公式。即

$$R_\delta = \theta\frac{\delta_e K_\delta}{\mu_0 l_\delta \tau \alpha_i} \qquad (4-38)$$

式中 δ_e——有效空气隙，米；

K_δ——空气隙系数；

$l_\delta = \dfrac{l_a + l_m}{2}$——空气隙截面计算长度，米；

τ——沿电枢表面的极距，米；

α_i——计算极弧系数；

$\mu_0 = 0.4\pi \times 10^{-6}$（亨/米）——真空导磁率；

θ——由于主极铁芯和极靴中涡流以及极尖饱和引起的磁阻增加系数，约为1.1～1.25。

（4）电枢齿层和电枢轭的磁阻

由于电枢系用硅钢片叠成，则电枢齿层磁阻和电枢轭的磁阻均可按叠片磁路相应的公式计算。它们分别为

$$\dot{Z}_z = K\frac{h_z}{\mu_n S_{z\frac{1}{3}}} \qquad (4-39)$$

$$\dot{Z}_a = K\frac{L_a}{2\mu_n S_a} \qquad (4-40)$$

式中 h_z——电枢槽高，米；

$S_{z\frac{1}{3}}$——电枢齿层计算截面，米^2；

L_a——电枢轭部磁力线长度，米；

S_a——电枢轭部计算截面，米^2。

上面具体地介绍了主极回路各段复磁阻的计算方法。求出磁路各部分的复磁阻，就可以确定主磁通交变分量磁路的全部复磁阻，再根据所绘的等效磁路图，最后可以求得主磁通交变分量$\Phi_{f\sim}$和换向元件中的变压器电势。

二、交流换向电势的计算

关于交流换向电势$e_{K\sim}$的计算，目的在于确定换向区交变磁通$\Phi_{K\sim}$的大小和相位，这也是一个比较复杂的问题，因为除了要考虑换向极磁路各段的结构特点外，还涉及到换向极到主极方向的漏磁、换向极到机座方向的漏磁以及交流电枢反应在换向区的影响，这些因素无疑地将给计算带来一定的困难。

和计算主磁通交变分量一样，计算换向区交变磁通$\Phi_{K\sim}$，首先必须根据换向极磁路的实际结构绘出换向磁通磁路的等效磁路图，见图 4 —27。该磁路图采用了换向极磁势和电枢磁势作用下得到的磁场叠加的方法。并且由于在换向区齿层低饱和的原因，图中没有计及铁芯齿部和铁芯轭部的磁阻，图中的符号：

$\dot{\Phi}_{K\sim}$——换向磁通的交变分量；

$\dot{\Phi}_{p\sim}$——换向极对主极极靴漏磁通的交变分量；

$\dot{\Phi}_{\sigma\sim}$——换向极对机座漏磁通的交变分量；

$\dot{\Phi}_{\Delta\sim}$——换向极极芯合成磁通的交变分量；

$\dot{\Phi}_{f\sim}$——电机机座内总磁通的交变分量；

$\dot{\Phi}_{a\sim}$——电枢磁通的交变分量；

$\dot{F}_{\Delta\sim}$——换向极磁势的交流分量；

$\dot{F}_{a\sim}$——电枢磁势的交流分量。

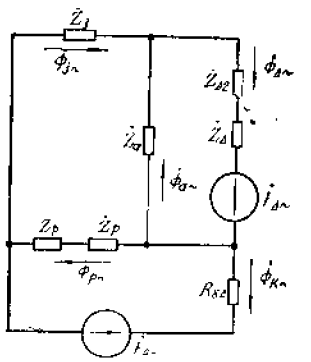


图 4 —27　换向极交变磁通等效磁路图

此外，磁阻的符号是：

$\dot{Z}_f$——机座复磁阻；

$\dot{Z}_{\Delta 2}$——第二气隙磁阻；

$\dot{Z}_{\Delta}$——换向极铁芯复磁阻；

$R_{\delta\Delta}$——第一气隙磁阻；

$\dot{Z}_p$——主极极靴上沿空气隙的漏磁阻；

$\dot{Z}_{\sigma}$——对机座的漏磁复磁阻；

$\dot{Z}'_p$——主极极靴复磁阻。

在等效磁路图中，所有的磁势与磁通的方向均指换向磁通交变分量有其固有的方向，即没有考虑由于磁路涡流作用、交流电枢反应影响以及交变漏磁通的存在有可能使换向区磁通“倒相”的方向。

按照求解电路的方法求解上述等值磁路图，可得换向区磁通交变分量的最后公式，即

$$\dot{\Phi}_{K\sim}=\frac{\dot{A}(\dot{Z}_p+\dot{Z}'_p)\dot{F}_{\Delta\sim}-\dot{F}_{a\sim}}{\dot{B}-\dot{C}(\dot{Z}_p+\dot{Z}_p)} \qquad (4\cdot 41)$$

式中辅助系数

$$\dot{A}=\frac{\dot{Z}_{\sigma}}{[\dot{Z}_p+\dot{Z}'_p+\dot{Z}_f+\dot{Z}_{\sigma}][\dot{Z}_{\Delta 2}+\dot{Z}_{\Delta}+\dot{Z}_{\sigma}]-\dot{Z}_{\sigma}^2}$$

$$\dot{B}=[R_{\delta\Delta}\mid\dot{Z}_p\mid\dot{Z}'_p]$$

$$\dot{C}=\frac{[\dot{Z}_p+\dot{Z}'_p][\dot{Z}_{\Delta 2}+\dot{Z}_\Delta+\dot{Z}_\sigma]}{[\dot{Z}_p+\dot{Z}'_p+\dot{Z}_1+\dot{Z}_\sigma][\dot{Z}_{\Delta 2}+\dot{Z}_\Delta+\dot{Z}_\sigma]-\dot{Z}_\sigma^2}$$

在已知电枢磁势与换向极磁势交流分量的情况下，换向区磁通交变分量的计算，亦可归结为换向极磁路各部分复磁阻的计算。和计算主极磁路各段复磁阻的原则一样，换向极磁路复磁阻的计算，亦牵涉到换向极各部分磁导体的尺寸以及磁力线和电力线的路径，因此也是一个很复杂、很细致的过程，但又不易计算精确。关于换向极磁路复磁阻的计算，可以参考专门文献，在这里就不作讨论了。

第五章　异步牵引电动机

§ 5—1　三相交流牵引电动机概述

由于在一切类型的电动机中，三相异步电动机的结构最为简单、牢固，工作可靠，制造成本低廉，单位功率（力矩）的重量最轻，维修最简便，所以在将它用作铁路机车车辆的牵引电动机的问题上，最先引起人们的极大注意，对它进行了近一个世纪的试验研究。

早在上个世纪末和本世纪初，意大利铁路部门最先建造了1200公里的三相交流电气化铁路，使用了三相异步电动机作为牵引电动机。此后西班牙、法国、瑞士、德国亦相继采用过，但是由于这种系统的接触网和受流器的结构过于复杂（需二根绝缘的接触导线），且电动机的调速性能不能满足牵引要求，致使这些铁路后来都被直流牵引系统所代替。

1932年匈牙利首先创建了单相50赫电气化铁路，并制造了为数不少的采用线绕式异步电动机的电力机车。1950年法国开始大量发展单相50赫电气化铁路，试制并采用了使用旋转变流机组的连续变频调速的单一三相电力机车，牵引电动机为三相鼠笼式异步电动机。但是由于旋转变流机组的笨重及效率低成本高等一系列原因而未得到推广。

近十多年来，由于电子技术尤其是大功率晶闸管（可控硅）变流技术的迅速发展，研制出了体积小、重量轻、功率大、效率高的静止变流装置，才为三相交流电动机（包括异步电动机和无换向器同步电动机）大范围的平滑速度调节开辟了新的技术途径，使三相交流电动机在铁路牵引中的应用得到关键性的突破，从而得到极为迅速的发展。这个过程大致是从1964年开始，晶闸管变流技术进入交流电动机变频调速的领域，英、美、苏、法、日、西德、瑞士等国都对采用三相交流牵引电动机的内燃机车、电力机车车辆等进行了大量的试验研究，先后试制了不少样机，并投入小批生产和运用。其中西德试制的E120型电力机车是当前采用三相鼠笼式异步电动机作为牵引电动机的机车中较成功的一种。而苏联则倾向于发展同步型无换向器牵引电动机的机车，以BJ183型电力机车为其代表。

E120型电力机车为客货运两用机车，它所用的异步牵引电动机型号为 QD646，该电机最初规定20分钟的最大功率为1400千瓦，经试验表明它可以在155°C的温升下以1400千瓦的功率长期运行，故以后规定其持续功率即为1400千瓦。与西德其它几种机车所用的牵引电动机相比，主要技术数据如表 5—1 所示。

由上表可见，三相异步牵引电动机有着显著优越的技术经济指标，其持续功率大而体积小、重量轻。一般说来，采用三相交流牵引电动机（包括异步或同步型无换向器电动机）具有以下优点：

1. 功率大、体积小、重量轻。与带换向器的电动机相比，在相同的输出功率下，异步电动机、单相整流子电动机和脉(直)流电动机三者的重量比为 1：2：1.6。这主要是由于异步电动机没有换向器，可以以更高的圆周速度运转，而不受换向器电机中所谓电抗电势及片间电压等限制。一般说来，带换向器的电动机因上述因素的限制，功率超过1000千瓦在制造上已极困难，且在转向架的有限空间内亦难以容纳。而三相交流牵引电动机，由于没有换向器和电刷装置，可以充分利用空间，在相近的重量体积下，其功率则可提高到1400～2000千瓦。

同时在高速范围内因不受换向条件的限制，可输出较大的功率，再生制动时亦能输出较大的电功率，这对于发展高速运输将是十分重要的。

几种不同类型牵引电动机的比较　　表 3 —1

电机种类	单相整流子电动机	直流电动机	三相异步电动机
型号	WB372	ЦZ116-64	QD646
安装机车型号	110、111、114、161	181.2	E120
功率（千瓦）	1400（5分钟）	1400（5分钟）	1400
持续功率（千瓦）	950	800	1400
最大转速（转/分）	1525	2210	3600
转子直径（毫米）	1164	950	930
电机电压（伏）	585	839	2200
持续电流（安）	2250	830	360（相）
重量（公斤）	3900	3100	2300

2. 结构简单、牢固，维修工作量大大减少。因为三相交流牵引电动机没有换向器和电刷装置，故勿需检查换向器和更换电刷，电机的故障率亦大大降低。特别是鼠笼式异步电动机，转子无绝缘，除去轴承的润滑之外，几乎不要作经常的维护。

3. 有良好的牵引性能。合理地设计三相交流牵引电动机的调频、调压特性，可以实现大范围的平滑调速，充分满足机车运行的需要。同时其硬的机械特性，有自然防空转的性能，使粘着利用提高。另外，三相交流牵引电动机对瞬时过电压和过电流很不敏感（不存在换向器的环火问题），它在起动时能在更长的时间内发出大的起动力矩。

4. 在机车上可以节省若干电器，并有利于实现自动控制。三相交流电动机转向的改变以及从牵引到再生制动状态的转换，不需要变换机车的主电路，而仅仅通过控制系统改变变频器任意两相可控硅元件的触发顺序即可使电动机反转。当机车进入再生状态时，对同步电机来说，转子磁场将引前于定子磁场，此时勿需转换主回路，而只需将变频器可控硅元件的触发角与再生状态相适应，不要任何附加装置即可向电网反馈功率。对于异步电机，只是通过控制逆变器的频率，使电机超同步状态运行即实现了再生。以上都是无接点转换，所以原来转换主电路的反向器和牵引制动转换开关就可以省掉，其它有些接触器，开关等亦可用固体元件代替。

5. 采用交—直—交传动的单相电力机车，可以采用所谓四象限变流（或控制）器。它可以使电动机从电网所取的电流十分接近于正弦波形，在广泛的负载范围内使机车的功率系数接近于 1（如E120型机车即达0.99）。这将远远超过一般的相控整流器机车且亦优于二极管整流器机车，在减小对于通讯信号的谐波干扰和充分利用电网的传输功率方面是有很大意义的。

以上优点无疑为三相交流电传动机车的发展开辟了极为广阔的前途。但也应指出，即使静止的可控硅变流系统仍然是极为复杂的。相比之下，在换向器电动机功率所及的范围内，换向器电机以其速度调节简单经济的特点，使之仍然具有很大的生命力，并在不同的牵引范围发挥其独特的作用。概括而言，三相交流牵引电动机大半首先在大功率干线机车和轻型高速动车方面发挥其优越的牵引性能，从面取代换向器牵引电动机。

至于三相交流牵引电动机的两种类型，即异步型与同步型的比较问题，二者各有所长，尚难定论。就目前发展情况来说，西欧国家以西德、瑞士为代表重点在发展异步牵引电动机，其代表型机车为DE2500（干线内燃机车）和E120（干线电力机车）。而苏联则在发展同步型牵引电机，代表型机车为BJI83（干线电力机车），它所用的牵引电动机型号为НБ-604型，该机车为单电机转向架，电动机的小时功率为1800千瓦。上述两种类型的三相交流牵引电动机，就电机本身而论，异步型电机最为简单牢固，而同步型电机的转子仍需励磁电源供电，在空间利用、维修和功率因数及谐波干扰方面均不如异步型。但就电力机车的传动系统来说，同步型的变频装置却较异步型的大为简单，它没有明显的直流环节和强迫换流装置，从而节省了大量的可控硅、二极管、电容及电抗器等，因而成本较低。另外同步型传动系统的效率亦较高。但是，随着快速大功率可控硅性能的进一步提高和成本的降低，并主要考虑到异步型电动机的结构简单和它对于交直流电网的适应能力及前述的若干优点，采用异步型机车有着较大的吸引力。更深入的比较还需经历一段实践的过程。

本章将主要介绍异步牵引电动机变频调速的一些问题，同步型牵引电动机在下一章介绍。

§ 6—2 异步牵引电动机变频调速的基本原理和线路

异步电动机的调速方法早已为人们所熟知，基本上可分为改变转差率调速，改变极对数调速及改变供电频率调速三类。这从下面的异步电动机的转速公式可以明显看出

$$n=(1-s)n_1=(1-s)\frac{60f_1}{p} \qquad (5-1)$$

式中 n ——电动机的实际转速，转/分；

n_1 ——电动机的同步转速；

$s=\frac{n_1-n}{n_1}$ ——转差率；

f_1 ——供电频率，赫；

p ——极对数。

其中改变转差率的方法又可以通过调节定子电压、转子电阻、转差电压等方法来实现。变频调速的实现方式亦非一种。因而异步电动机的调速方法可具体归纳列表如下：

异步电动机的调速方法　　表5—2

变极调速	变转差率调速	变频调速
适用于鼠笼式异步电动机	1.调定子电压 2.调转子电阻—适用于线绕式异步电动机 3.电磁转差离合器 4.串级调速（转差电压）—适用于线绕式异步电动机	1.交—直—交变频 2.交—交变频

以上方法中改变磁极对数的调速是有级调速，最多只能达到三、四级。改变转差率的调速方法，在调速过程中均不改变异步电动机的同步转速，而仅仅依靠改变转差率来改变电机的速度，故其调速范围是很有限的。同时在低速时因转差率大，转差损耗大，效率很低（仅串级调速中是用了能量反馈的办法，可以提高效率）。因而这些方法均不能适应机车牵引中平滑、宽广的调速要求。变频调速与以上方法有着本质的不同，它是通过改变定子供电频率来

改变同步转速以达到调速的目的，且在调速过程中不管在高速或低速时都保持有限的转差率，因而具有效率高、调速范围广、调节精度高等优点，是一种理想的调速方法。但是为了改变异步电动机的供电频率，需要一套变频电源，这在过去采用的是一整套旋转变频机组或离子变流器，设备笨重庞大、可靠性差，故一直未得到推广。

六十年代大功率电子技术的发展，可控硅变频装置的出现才使这种调速方法重新受到人们的极大注意，成为很多生产领域中异步电动机调速的重要方向之一，在铁路机车牵引中更占有独特的地位，有着极为广阔的发展前途。

这里，对可控硅变频装置的基本原理、线路作一简要介绍。

一、变频调速系统的分类

铁路机车牵引所用的变频调速系统有以下几种类型：

1. 直—交系统

这种系统又可分为：

（1）由直流接触网供电，用直流斩波器调节电压并使电压恒定，由逆变器完成直流到三相交流的变换，供给三相异步电动机，如图5—1（a）所示。西德的 E[D]E1000/500 型机车、荷兰的1600P 型机车、维也纳地下铁道动车即属此系统。

（2）不用直流斩波器而用逆变器一次完成调压调频任务，如图5—1（b）所示，柏林地下铁道动车、美国克里富兰（脉宽调制）直流动车属此系统。

2. 交—直—交系统

单相或三相交流电压，经整流变为直流，再由逆变器变为频率可调的三相交流电，供给三相异步电动机。西德的 DE2500型内燃机车、E1200型矿山电力机车、E120型干线电力机车属此系统，如图5—1（c）所示

3. 交—交系统

单相或三相交流电压，不经整流环节，而直接变为频率可调的三相交流电供给同步型或异步型牵引电动机，如图5—1（d）所示。

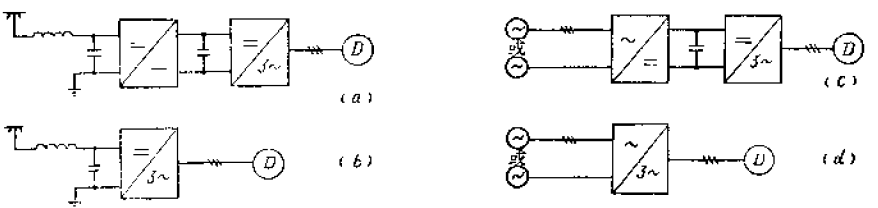


图 5 — 1　机车变频调速系统的几种类型

三相—三相的变频系统通常适用于有中频电源的燃气轮机车。单相—三相的变频系统适用于单相交流电力机车。

上述的变频调速系统中，实际上可以将直—交系统看成交—直—交系统的特例。所以说变频调速系统实质上可以概括为两大类：交—直—交系统，又称为带直流中间环节的简接变频系统；交—交系统则称为直接变频系统。该二类系统又可以按照不同的分类方法具体加以区分而列表如下：

交一直一交系统的分类　　表5—3

换流电路	直流中间环节	调压方式
1.串联电感式	电压型	1. 可控硅相控整流
2.串联二极管式		2. 斩波
3.带辅助可控硅（180°导通型）	电流型	3. 脉冲宽度调制
4.带辅助可控硅（120°导通型）		4. 四象限变流器

交-交系统的分类　　表5—4

相数	联接方式	有无环流
单相—三相	反并联整流电路	有环流
三相—三相	交叉联接整流电路	无环流

二、交一直一交变频电路

（一）三相逆变电路的基本原理

逆变与整流乃是相反的变换过程，逆变电路通常即指将直流电变为交流电的电路。异步电动机变频调速中应用最广泛的是三相桥式逆变电路，下面对其工作原理及电流、电压波形作一简要介绍。

最简单的三相桥式逆变电路如图5—2所示，为简单计，图中触发电路及换流电路均未画出。负载为星形或三角形接法，在图中同时画出并认为二者是等效的。

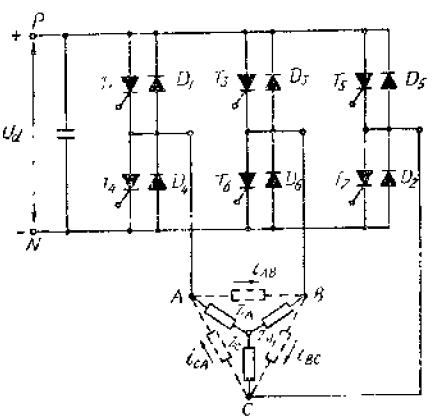


图5—2　三相桥式逆变电路

图中可控硅$T_1\sim T_6$相当于六个开关，若按一定的顺序导通和关断，在A、B、C三端即可得到三相交流电。图中二极管为续流（或称反馈）二极管。这里可控硅$T_1\sim T_6$按1、2、3、4、5、6、1、2…的顺序导通，各触发信号彼此相差60°。但在逆变电路中一般都采取强迫换流的方式，因此触发信号应当用宽脉冲。根据脉冲信号的宽度不同，三相桥式逆变电路可以有以下两种不同的工作方式：

1. 在任意瞬间都有三个可控硅同时导通（180°导通型）

此时触发信号宽度为180°，因此每只可控硅的导通角为180°，在任意瞬间都同时有三只可控硅导通（每个桥臂上有一只可控硅导通）。具体分组顺序为5、6、1；6、1、2；1、2、3；2、3、4；3、4、5；4、5、6…，这时相应的等效电路如图5—3所示。

例如在可控硅1、2、3导通时，A相和B相负载与电源正线相联，C相则与电源负线相联，由于三相负载对称，取负载中点O为基准，则A、B相电压相等$u_{AO}=u_{BO}=\frac{1}{3}U_d$，而$C$相电压$u_{CO}=-\frac{2}{3}U_d$。线电压则由相电压相减得出，即$u_{AB}=u_{AO}-u_{BO}$，$u_{BC}=u_{BO}-u_{CO}$，$u_{CA}=u_{CO}-u_{AO}$。依此类推，可得出各时间阶段的负载电压如表5—5所示。

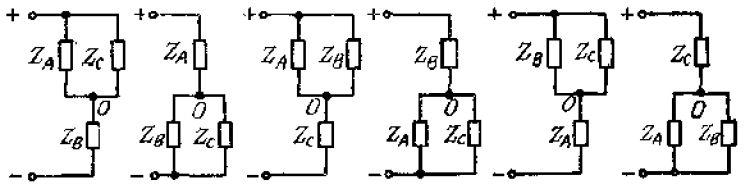


图 5 — 3　三相逆变器各阶段的等效电路（180°导通型）

各时间阶段的负载电压　　表 5 — 5

阶段		0～60°	60～120°	120～180°	180～240°	240～300°	300～360°
导通元件		5、6、1	6、1、2	1、2、3	2、3、4	3、4、5	4、5、6
相电压	u_{AO}	$+\frac{1}{3}U_d$	$+\frac{2}{3}U_d$	$+\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{2}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$
	u_{BO}	$-\frac{2}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$+\frac{1}{3}U_d$	$+\frac{2}{3}U_d$	$+\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$
	u_{CO}	$+\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{2}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$+\frac{1}{3}U_d$	$+\frac{2}{3}U_d$
线电压	u_{AB}	$+U_d$	$+U_d$	0	$-U_d$	$-U_d$	0
	u_{BC}	$-U_d$	0	$+U_d$	$+U_d$	0	$-U_d$
	u_{CA}	0	$-U_d$	$-U_d$	0	$+U_d$	$+U_d$

相应的电压波形如图5—4(a)所示，相电压在一个周期中分为六段，故称为六段电压波形。根据波形图可以很容易地求出电压的有效值，即

$$U_{AO}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}u_{AO}^2dt}$$

$$=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\left(\frac{U_d}{3}\right)^2\frac{4\pi}{3}+\left(\frac{2U_d}{3}\right)^2\frac{2\pi}{3}\right]}$$

$$=\frac{\sqrt{2}}{3}U_d=0.471U_d \qquad (5-2)$$

$$U_{AB}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}u_{AB}^2dt}$$

$$=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[U_d^2\left(\frac{2\pi}{3}\right)+(-U_d)^2\left(\frac{5\pi}{3}-\pi\right)\right]}$$

$$=\sqrt{\frac{2}{3}}U_d=0.816U_d \qquad (5-3)$$

利用富氏级数可将六段波形的相电压和矩形波的线电压进行谐波分析，表示为

$$U_{AO}=\frac{2}{\pi}U_d\left[\sin\omega t-\frac{1}{5}\sin 5\omega t+\frac{1}{7}\sin 7\omega t+\frac{1}{11}\sin 11\omega t+\cdots\right] \qquad (5-4)$$

$$U_{AB}=\frac{2\sqrt{3}}{\pi}U_d\left[\sin\omega t-\frac{1}{5}\sin 5\omega t-\frac{1}{7}\sin 7\omega t+\frac{1}{11}\sin 11\omega t+\cdots\right] \qquad (5-5)$$

可见，二者当中都不包含三次及$3n$（$n=1$、2、3…）次谐波，但有5、7、11等高次谐波，将给电机的运行性能带来一定影响。

应当说明，实际的电压波形与上面的理想情况将稍有差别，这是因为分析中忽略了换流过程的某些因素及逆变电路中电压降的缘故。

在感性负载下，电流的波形比较复杂，大致如图5—5所示。假设原先可控硅T_4、T_5、T_6

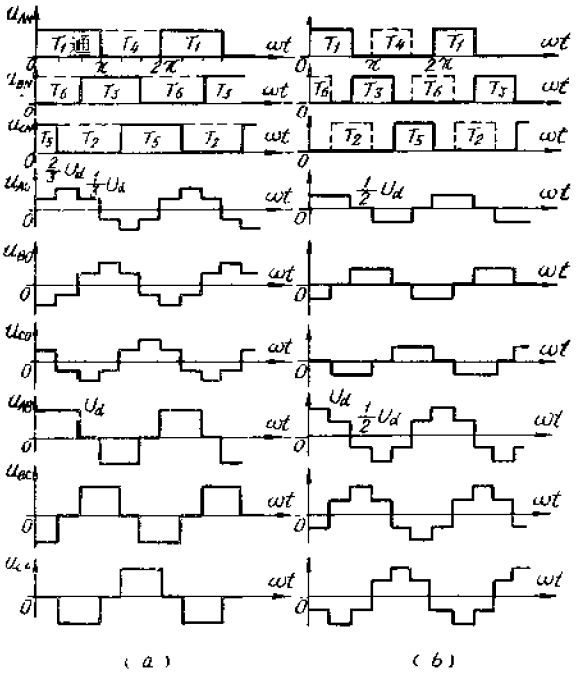


图5—4　三相逆变器的电压波形
(a) 180°导通型，(b) 120°导通型。

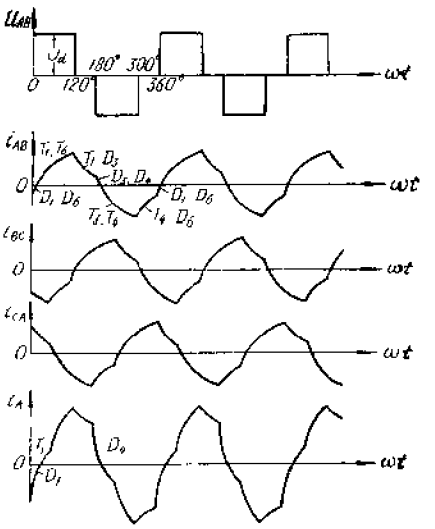


图5—5　三相桥式逆变电路的电流波形

已是导通的，并取时间原点恰好是在T_1触发而T_4关断的时候。在三角形负载时，开始在正向电压$u_{AB}=U_d$的作用下，电流i_{AB}按指数规律上升，但由于i_{AB}原为负值，故T_1并不导通，电流是经由二极管D_1、D_6及电源而流通的。当i_{AB}过0变正，电流则由图5—2的电源正线P经T_1—AB—T_6到电源负线N。当$\omega t=120°$时，T_6关断，并触发T_3，因在感性负载下i_{AB}不能立即降到0，而是以指数规律沿路径T_1—AB—D_3衰减。到$\omega t=180°$时，T_1关断，u_{AB}变负，i_{AB}亦将下降过0而成为负值，此后过程与上类似。

相电流i_{BC}、i_{CA}在相位上分别与i_{AB}相差120°，而波形则是完全相同的。

线电流在三角形负载时为两相电流之差，即$i_A=i_{AB}-i_{CA}$，其波形可在图5—5上通过叠加得到。设在$\omega t=0°$时触发T_1，T_4关断。但此时i_A为负值，实际上T_1不流过电流，而必然地由续流（反馈）二极管D_1为滞后的电流提供通路，即电流i_A沿路径A—D_1—T_5—C流通。待到i_A过0成为正值时，电流才开始经由T_1流通。在$\omega t=180°$$T_1$关断后，$D_4$则为滞后电流提供通路。

在负载为星接时，相电流与线电流相同，即如图5—5中i_A所示。

电路中D_1～D_6的作用由上述过程可以看出，乃是为滞后的电流提供通路。当负载中的反电势大于电源电压时亦是如此。譬如说AB间电压大于电源电压时，滞后的电流将经由A—D_1—电源—D_6—B形成通路，把无功能量反馈到电源中去，所以通常称电路中的二极管

$D_1 \sim D_6$为反馈二极管，这在感性负载下是必不可少的。此外，在异步电动机的调速电路中，触发频率快速下降时，电动机因惯性作用会进入发电机状态，电机的端电压高于逆变器的输出电压，这时$D_1 \sim D_6$将起整流作用，把三相交流电变为直流反馈能量给电源。

2. 在任意瞬间有两只可控硅同时导通（120°导通型）

前述的电路中，可控硅的换流是在一条桥臂上完成的，譬如说T_4导通时T_1立即关断，否则T_1稍迟一点关断即会形成T_1、T_4的同时导通而使电源短路。但若采用图5—4(b)所示的控制方式，每只可控硅导通120°，则同一桥臂上的两只可控硅的导通时间将有60°的时间间隔，这将有利于安全换流。

这种电路的输出电压波形与负载的功率因数有关。对电阻性负载，电压波形与前一种方式相似，见图5—4(b)相应于各导通阶段的等效电路则如图5—6所示。但对于感性负载，输出波形将发生变化且分析起来极为复杂。这是因为对于非电阻性负载，在每个瞬间仅有两只可控硅导通时，在输出端的A、B、C三点中只有两点电位容易确定，而另一点与负载性质有关，且随时间变化，所以很难绘出它的准确电压波形来。

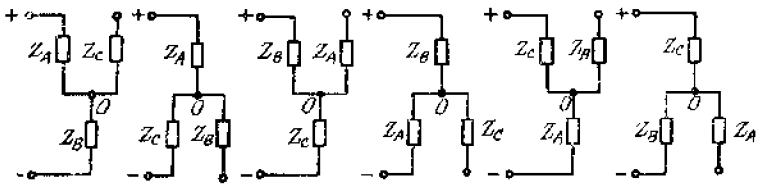


图5—6 三相桥式逆变器的等效电路（120°导通型）

（二）电压型及电流型逆变电路

在交—直—交变频调速系统中，是先将电网的交流电整流为直流，然后再通过逆变器将直流电逆变成频率可变的交流电的。但根据直流中间环节滤波方法的不同，可以构成两种不同类型的电路系统，一种是电压型的，另一种是电流型的，下面分别讨论这两种系统的逆变电路。

1. 电压型逆变电路

电压型逆变电路的特点是直流中间环节采用电容器滤波，因此电源阻抗很小，类似于电压源，逆变器输出比较平直的矩形波电压。电流波形则由矩形波电压和电动机正弦感应电势之差所决定，故较复杂。

电压型逆变电路的种类很多，但有些电路（如串联电感式逆变电路等）通常不能满足机车牵引中大范围调频调压的要求，故在这里不再一一列举。而带有辅助可控硅单独关断的并联逆变电路，即所谓麦克墨莱（McMurray）逆变电路在机车牵引中有一定的代表意义，这里对它作一简要介绍。

该电路为180°导通型电路，其原理线路如图5—7所示。图中$T_1 \sim T_6$为主可控硅，$TF_1 \sim TF_6$为辅助可控硅，$D_1 \sim D_6$为反馈二极管，每相中都有单独的换流电容C和换流电感L。主可控硅的触发次序为1、2、3；2、3、4；3、4、5…，电压波形如前面图5—4（a）所示。其换流过程可以用T_1到T_4的换流过程来说明，具体可分为如下的时间阶段，如图5—8所示。

阶段①：假设主可控硅T_1导通，流过负载电流$I_A = I_{LD}$，A点电位几乎与P点电位相同，换流电容上原先充有右正左负的电压U_{c0}。在$t=0$时触发辅助可控硅TF_1，换流过程由

此开始。电容C经由T_1、TF_1和L构成的回路放电，随着电容放电电流i_c的逐渐上升，T_1的正向电流下降，当$i_c=I_{LD}$时，T_1中的电流下降到0而关断。

阶段②：假设负载电流被电感维持为常数。当放电电流i_c超过负载电流I_{LD}时，其超出部分将经由反馈二极管D_1流通，D_1的正向压降作为反偏电压加在T上。当电容电压衰减到0时，放电电流达到其峰值。此后电容反向充电，而i_c衰减到I_{LD}时，D_1中的电流即下降到0，D_1中有电流流过的时间为t_0即理论上T_1承受反偏电压的时间。若t_0大于可控硅T_1所要求的关断时间，T_1即可靠关断。

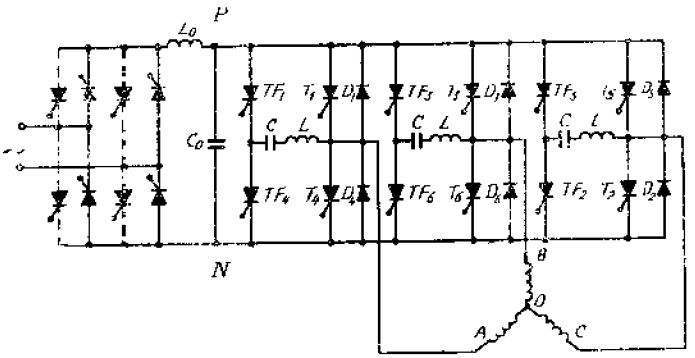


图5—7　麦克累莱（McMuray）逆变电路

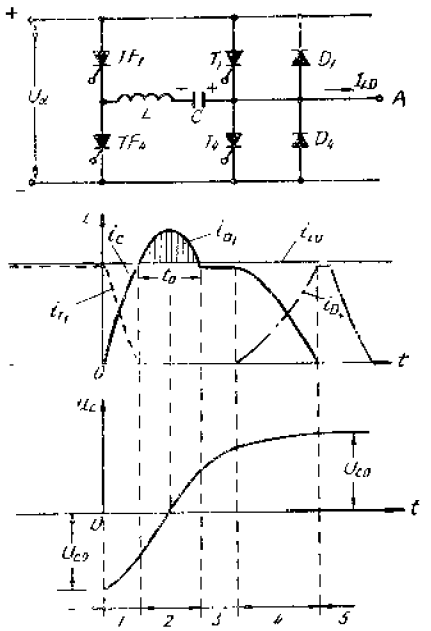


图5—8　麦克墨莱逆变电路的换流过程

阶段③：二极管D_1的电流下降到0之后，若电容电压仍低于直流电压U_d，则C继续以恒定的负载电流I_{LD}充电，直到充电至略高于直流电压U_d时，二极管D_4导通，换流过程进入阶段④。

若D_1的电流下降到0时，电容C上的充电电压已高过直流电压U_d，则D_4立即导通，负载电流由TF_1、L、C回路逐步换流到D_4，在此期间C充电到高于直流电压U_d的稳定值U_{C0}，过程进入阶段⑤。

阶段④：D_4导通电流达到负载电流I_{LD}，电容C充电到稳定值U_{C0}。

阶段⑤：在经历了感性负载电流的固有时滞之后，D_4的电流由I_{LD}衰减到0，在T_4已有触发脉冲的情况下，负载电流开始反向经T_4流通，进入下半周期的运行。

上述麦氏逆变电路有较宽的调频调压范围，并有较可靠的换流能力，同时因它采用独立的换流电路，便于应用脉宽调制，故被应用于瑞士Be4/4型机车上。但该电路的缺点是换流电容的电压随负载电流的增加而增大，会产生过高的换流电容电压。另外，电路中可控硅会有较大的$\frac{di}{dt}$和$\frac{du}{dt}$。

麦氏逆变电路的改进线路如图5—9所示。图（a）是加了扼流电感（L_1、L_4）的线路（仅画出一相），用以限制$\frac{di}{dt}$和$\frac{du}{dt}$。但加了扼流电感之后会使主可控硅承受反偏电压的时间缩短，不利于它的可靠关断。图（b）的方案对此作了改进，它在每相中共加入四个扼流电感，分别与T及TF串联。电路中的反馈二极管仍与主可控硅直接并联，所以主可控硅有较长的反偏电压作用时间，使关断可靠。此外，四个扼流电感还可抑制可控硅和二极管击穿或换流

失败时的短路电流。

为了使换流电容的充电电压不致过高，可在每相中加入放电支路，它由 R_c、D_{c1} 和 D_{c4} 组成，如图5—9(b)中虚线所示。当电容电压 U_c 过高，极性为左负右正时，电容将经由 L、D_1、L_1、电源、D_{c4} 和 R_c 构成的回路放电，使过高的 U_c 有所降低，但仍不失其换流的可靠性。

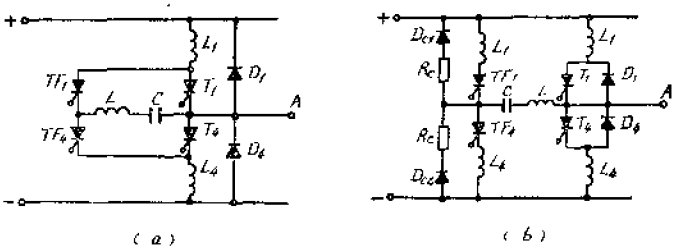


图 5 — 9　麦氏逆变电路的改进线路
(a) 加扼流电感的线路；(b) 加扼流电感及放电支路的线路。

西德E120型机车的逆变电路与麦氏电路同属有辅助可控硅的单独关断并联逆变电路，其一相的线路如图5—10所示。该电路的主要特点是增加了两只串联的储能电容器 C_1、C_2，而 LC 换流电路的一端接在该二电容的中点。由于 $C_1=C_2\gg C$，故可认为储能电容的中点即为直流电压的中点。这样就将直流电压 U_d 分成相等的两段，换流过程中有 $\frac{U_d}{2}$ 的电压串入 C 的放电和充电回路，从而可以延缓电容的放电并降低其充电电压，对抑制辅助可控硅的 $\frac{di}{dt}$ 和改善换流电容的电压过充现象都是有利的。

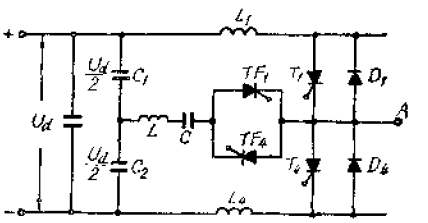


图 5 —10　E120型电力机车的逆变电路

电路中的 L_1 包含在换流电路中，作为换流电感的一部分。它除去抑制 $\frac{di}{dt}$ 外，还对贯穿性短路起保护作用。关于该电路的具体分析与麦氏电路基本相似，这里不再详述。

2. 电流型逆变电路

这种逆变电路的特点是直流中间环节采用电抗器滤波，因此电源阻抗很大，类似于电流源。逆变器的输出电流是比较平直的矩形波。输出电压的波形由电动机的感应电势决定，由于滤波电抗的敷平作用，电压波形近似为正弦形。

电流型逆变电路是一种120°导通型电路，过去由于该类电路要求耐压较高的可控硅而未被广泛采用，现已引起重视，其典型线路如图 5 —11(a)所示。通常称之为串联二极管式三相逆变电路。

图中 $T_1\sim T_6$ 为主可控硅；$D_1\sim D_6$ 为隔离二极管；C_{13}、C_{24}、C_{35}、C_{46}、C_{51}、C_{62} 为换流电容器；L_1、L_2 为储能电感；$D_{F1}\sim D_{F6}$ 为反馈二极管。

主可控硅每隔 60°按 T_1、T_2；T_2、T_3；T_3、T_4 …的顺序依次导通，相应的负载电流如表5—6所示。

由表可见，每相电流导通 120°后，间隔 60°又反向导通120°，理想的电流波形如图 5 — 12所示。这种矩形波电流的富氏级数表示式为

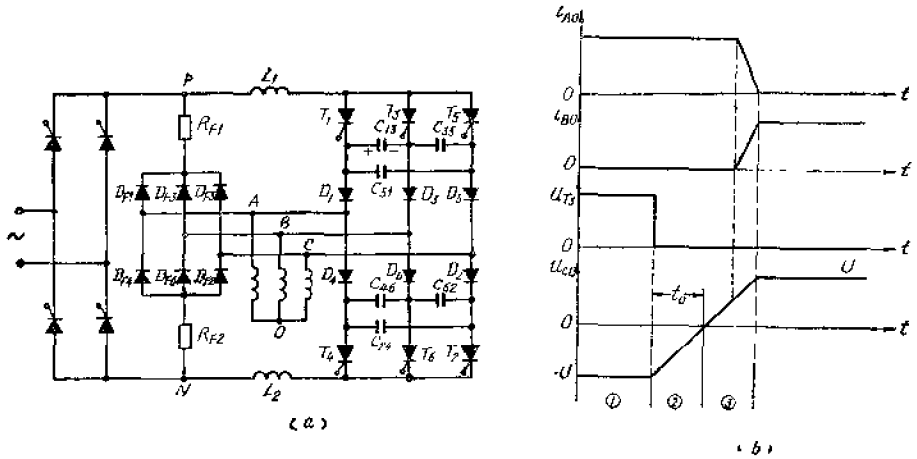


图 5—11　串联二极管式逆变电路
（a）线路图；　　（b）换流过程图。

各时间阶段的负载电流　　表 5—6

顺序	阶段	导通元件	导通时负载电流	
1	0～60°	T_1、T_2	A相I_d	C相$-I_d$
2	60°～120°	T_2、T_3	B相I_d	C相$-I_d$
3	120°～180°	T_3、T_4	B相I_d	A相$-I_d$
4	180°～240°	T_4、T_5	C相I_d	A相$-I_d$
5	240°～300°	T_5、T_6	C相I_d	B相$-I_d$
6	300°～360°	T_6、T_1	A相I_d	B相$-I_d$

$$i_A=\frac{2\sqrt{3}}{\pi}I_d\left(\sin\omega t-\frac{1}{5}\sin 5\omega t-\frac{1}{7}\sin 7\omega t+\frac{1}{11}\sin 11\omega t+\cdots\right)$$

（5—6）

可见电流中不包含三次及$3n$（$n=1$、2、3…）次谐波，但有5、7、11等高次谐波。

下面假设以T_1和T_2导通为起点，分析其换流过程，参看图 5—11（b）。

阶段①：T_1与T_2同时导通，电流由电源正线P经T_1—D_1—负载A、C相—D_2—T_2回到电源负线N。与此同时，电流又沿路径P—T_1—C_{13}—D_3—负载B、C相—D_2—T_2—N给C_{13}充电，极性为左正右负。

阶段②：T_2导通60°后触发T_3导通，于是C_{13}的电压$U_{C_{13}}$直接加到T_1上，给它施加一个反向电压使之关断。同时C_{13}也通过D_1—D_{F1}—R_{F1}—L_1—T_3回路放电，L_1的作用是延长放电时间，使T_1承受反偏电压的时间t_0足够长，可靠关断。

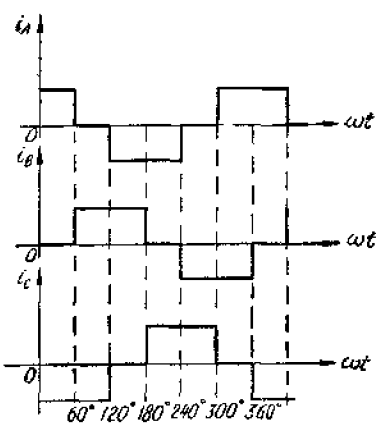


图 5—12　负载电流波形

与此同时，感性负载将维持电流沿P—T_3—C_{13}—D_1—负载A、C相—D_2—T_2—N回路流通，并使C_{13}反向充电。

阶段③：当电容C_{13}的充电电压达到某一数值后，A相电流i_{AO}开始减小，而B相电流i_{BO}开始增加。当C_{13}的充电电压达到电源电压U_d时，$i_{AO}=0$，电流则换流到路径P—T_3—D_3—负载B、C相—D_2—T_2—N流通，换流过程即告结束。

共阴极联接的一组可控硅的换流过程与上相同。当T_1导通时，C_{24}也被充电，极性为左正右负。当触发T_4导通时，电容C_{24}给T_2施以反电压使之关断。

从以上换流过程可见，T_3一经触发，T_1即被关断。类此T_4触发则T_2关断，触发信号的控制使每只可控硅的导通角为120°。

电路中隔离二极管D_1～D_6的作用是，当C_{13}、C_{24}…C_{57}充电到最高值时，防止电压经由负载放电而使其电压能保持在较高的数值，以利于可控硅的关断。

电流型逆变电路在突然降低其输出频率时，电机可以自动地进入发电机再生状态，其电流方向不变，而逆变器的输出电压反向，很容易实现牵引与再生的转换。此外，与电压型逆变电路相比，电流型逆变电路较为简单，它不需要换流电感并可使用关断时间较长的可控硅（但反向电压要求较高），并有良好换流性能。在输出短路时，储能电感有限制短路电流的作用。因此，电流型逆变电路日益受到人们的重视。

三、交—直—交变频电路的电压调节

（一）变频电路的电压调节方式

在变频调速系统中随着输出频率的变化，必须相应地调节输出电压的大小。在机车上具体实现调压的方法有以下几种：

1. 调节逆变器直流环节的电压

当机车由直流接触网供电时用直流斩波器作电压调节。由交流接触网供电时，可以用可控硅相控整流，不控整流加直流斩波或用四象限变流器进行电压调节。

2. 用逆变器的输出变压器调压

当一台电动机只由一个逆变器供电时，即在逆变器的输出端接一台自动控制的调压变压器（用伺服电机调节）进行电压调节。当为了得到更高质量的输出电压波形而采用两个或多个逆变器向一台电动机供电时，可用一个特殊的曲折变压器进行电压的叠加，该变压器原边有两个或多个独立的绕组，次边则为一个绕组，故两个逆变器的输出电压相位不同时，合成的输出电压波形和有效值均不相同，从而达到调压的目的。

3. 用逆变器输出电压脉冲宽度调制（PWM）的方法进行调压

这个方法的基本原理在于将直流斩波的作用让逆变器本身去承担，用斩波的方法将逆变器的输出电压调制成若干个电压的脉冲，改变这些脉冲电压的数量和宽度及其分布规律，即可得到不同数值和频率的电压输出。这种方法通常即称为脉宽调制法（或称PWM）。它与一般的电压调节方法相比有以下优点：

（1）使变频调速系统可以只有一个控制功率级，从而简化了主回路。其输入端可以采用二极管整流，因此电网的功率系数较高，系统有较高的效率；

（2）输出电压仅由逆变器本身控制，故电压的调节速度快，系统的动态性能好；

（3）采用较高频率调制时可以得到高质量的输出电压波形，抑制了较低次数的高次谐波，增加了电动机低速工作时的稳定性并降低谐波损耗，从而也扩大了调速范围。

当然，这种控制方法要求可控硅有良好的快速关断性能，对续流二极管的要求也较高，控制线路比较复杂。但是随着快速可控硅技术的发展，这种方法越来越受到人们的重视。

下面对这种调制方法作一简单介绍。

（二）脉冲宽度调制的方法

目前，常用的脉冲宽度调制的方法有以下两种：

1. 矩形脉冲调制

最简单的一种调制方式如图 5—13所示，每半周有两个等宽脉冲，两半周对称。利用富里哀级数分析时，将不含常数项及余弦项，其 n 次谐波的系数为

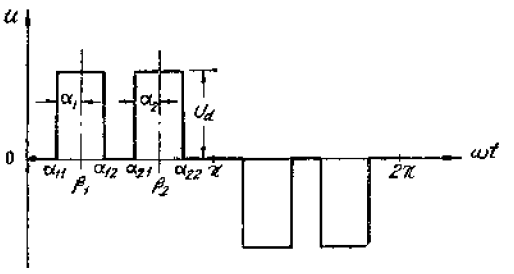


图 5—13 多脉冲调制

$$
\begin{aligned}
b_n &= \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(\omega t)\sin n\omega t\, d\omega t \\
&= \frac{2U_d}{\pi}\left[\int_{\alpha_{11}}^{\alpha_{12}}\sin\omega t\, d\omega t + \int_{\alpha_{21}}^{\alpha_{22}}\sin\omega t\, d\omega t\right] \\
&= \frac{2U_d}{n\pi}\left[(\cos n\alpha_{11}-\cos n\alpha_{12})+(\cos n\alpha_{21}-\cos n\alpha_{22})\right] \\
&= \frac{4U_d}{n\pi}\left[(\sin n\alpha_1 \sin n\beta_1)+(\sin n\alpha_2 \sin n\beta_2)\right] \qquad (5-7)
\end{aligned}
$$

式中 $\alpha_1=\dfrac{\alpha_{12}-\alpha_{11}}{2}$ 或 $\alpha_k=\dfrac{\alpha_{k2}-\alpha_{k1}}{2}$；

$\beta_1=\dfrac{\alpha_{12}+\alpha_{11}}{2}$ 或 $\beta_k=\dfrac{\alpha_{k2}+\alpha_{k1}}{2}$。

这里下标k表示脉冲序号，$k=1,2,3\cdots$，适用于每半周有K个等宽脉冲的情况。

对于任一个脉冲的任一次谐波，引入符号

$$b_{nk}=\sin n\alpha_k \sin n\beta_k$$

则所有K个脉冲叠加的结果可表示为

$$b_n=\frac{4U_d}{n\pi}\sum_{k=1}^{K} b_{nk}=\frac{4U_d}{n\pi}\sum_{k=1}^{K}(\sin n\alpha_k \sin n\beta_k) \qquad (5-8)$$

因此，可以得到对任意的脉冲列的富氏级数一般表示式

$$B=\frac{4U_d}{\pi}\left[\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin n\omega t}{n}\sum_{k=1}^{K}\sin n\alpha_k \sin n\beta_k\right] \qquad (5-9)$$

由上式可见，若令$n\alpha$或$n\beta$是π的整数倍，则该n次谐波就可以消除。通常用改变α的办法来改变电压的大小（脉宽变化），而用改变β的方法来消除较低次的高次谐波。譬如说，若令图 5—13中 $\beta=\dfrac{\pi}{n}=\dfrac{\pi}{3}=60°$，则可以消除三次谐波。若在每半周中有多个脉冲的情况下，适当选取 β_1、$\beta_2\cdots$就可以消除更多次的谐波，但是实现这样的控制颇嫌复杂，工程上一般不予采用。

2. 正弦脉冲调制

该法的特点是利用正弦波与等腰三角波进行比较而进行调制（见图 5—14），以该二种波形的交点控制可控硅的通断时间，决定输出电压脉冲的前、后沿位置，从而获得按正弦规律分布的脉冲列。改变正弦波的振幅可以调节输出电压的大小，改变正弦波的频率则可调节输出电压的频率。

设半个周期内有K个脉冲，则各脉冲的位置分别为

$$\beta_1=\frac{\pi}{2K},\quad \beta_2=\frac{3\pi}{2K},\quad \beta_3=\frac{5\pi}{2K}\cdots\beta_k=\frac{(2k-1)\pi}{2K}$$

各脉冲之间的距离相等，而其宽度与正弦曲线下的积分面积成比例，故各脉冲的宽度可以表示成以下序列

$$\alpha_1=\frac{\alpha_m}{2}\int_0^{\pi/K}\sin\theta d\theta,\ \alpha_2=\frac{\alpha_m}{2}\int_{\pi/K}^{2\pi/K}\sin\theta d\theta\cdots$$

$$\alpha_k=\frac{\alpha_m}{2}\int_{(k-1)\pi/K}^{k\pi/K}\sin\theta d\theta$$

亦即

$$\alpha_k=\frac{\alpha_m}{2}\left[\cos\left(\frac{(k-1)\pi}{K}\right)-\cos\left(\frac{k\pi}{K}\right)\right] \qquad (5-10)$$

式中 α_m——正弦曲线中心处附近的最大α值。

通过适当的逻辑设计来控制可控硅的通断，即可近似地实现由上公式确定的正弦调制的输出脉冲列。

前述的两种调制方法中，每半个周期内的脉冲极性不作变化，故常称之为单极性调制。而另外一种正弦调制方法在调制过程中脉冲极性是正负交替变化的，称之为双极性调制。这种调制方法的波形如图 5—15所示，它是采用对称的三角波电压与正弦波电压相比较而进行调制的，输出的双极性脉冲随正弦曲线位置的不同而正负半周不等，因而也形成一个输出频率与大小均受正弦基准信号控制的交流电压。

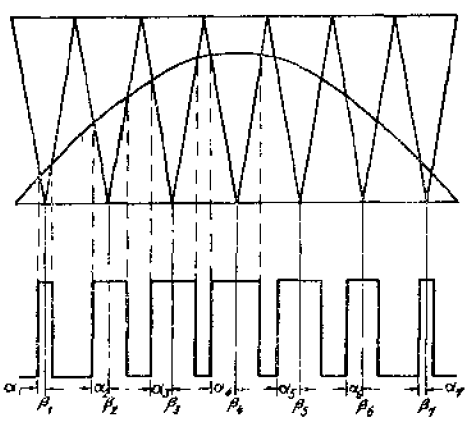


图 5—14 正弦脉宽调制

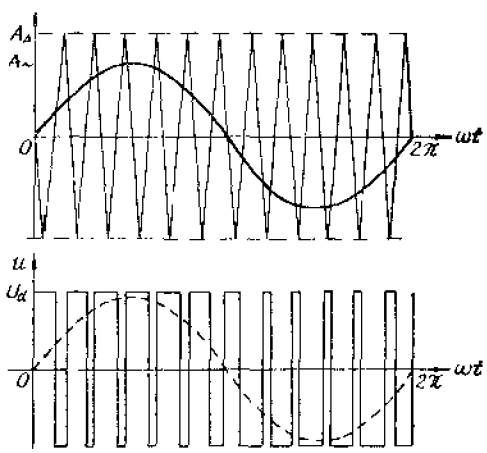


图 5—15 双极性正弦脉宽调制

正弦脉冲宽度调制可以获得更接近于正弦形的输出电压，因而得到较多的采用。在通常的三相半桥逆变电路，例如麦氏逆变电路中，很容易实现双极性，或称对称三角波的正弦脉冲宽度调制。谐波分析表明，这种调制方法的输出电压中，除去基波之外，将会有较高的K（载波比）次谐波成分，具体应用时，应使K有足够大的数值。

四、交—交变频电路

交—交变频电路是一种不经过直流中间环节，直接将一种频率的交流电变换成为另一种

频率的交流电的变频电路，通常称之为交-交直接变频器。此中主要的一种是由若干相位控制的可控硅整流电路所组成，称之为相控循环变频器。

相控循环变频器可以将高频率的电源变为低频率电源，并可作相数的变化。这里介绍的直接变频电路主要是三相一三相循环变频器。关于同步型无换向器电机所用的另一种单相一三相直接变频电路将在下一章加以说明。

1. 直接变频电路的工作原理

直接变频电路是由一定的方式相联接的可控硅整流电路所组成的，当按一定的规律控制各个整流电路时，在变频电路的输出端即可得到由多相整流电压的包络线所组成的较低频率的交流电压。其基本原理可用三相零式可控整流电路为例加以说明。参看图 5—16，假设为感性负载，电流连续，且忽略换流重迭角和可控硅管压降，于是输出整流电压的平均值为

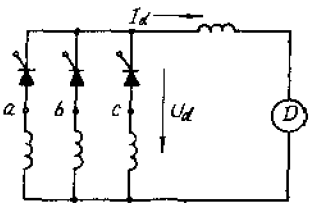


图 5—16 三相零式可控整流电路

$$U_d = U_{d0}\cos\alpha \qquad (5-11)$$

式中 α——控制角；

U_{d0}——$\alpha=0°$时的整流电压平均值，亦即整流平均电压的最大值。

当α角不变时，输出的整流电压不变，这是可控整流电路的工作特点。而假若逐步改变整流器的控制角α（如图 5—17 a 所示），即在A点时$\alpha=0°$、$U_d=U_{d0}$，而此后在B、C、D等各点α逐渐增大，U_d随之降低，到达F点时$\alpha=\frac{\pi}{2}$、$U_d=0$。这里若令α的这种变化按正弦规律进行，则输出电压的平均值也以正弦规律变化，如图中虚线所示。

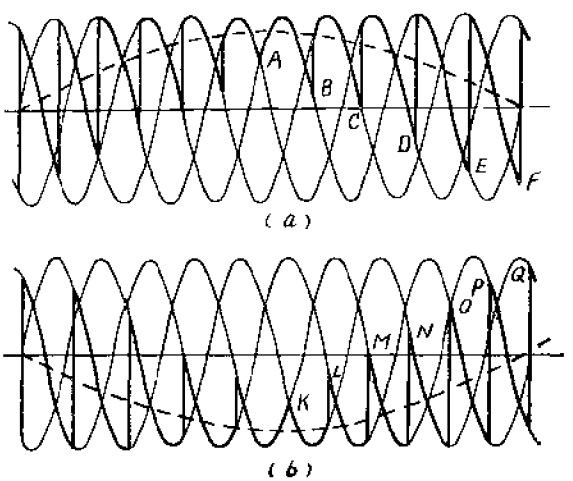


图 5—17 α变化时输出电压的波形
（a）整流状态时的波形；（b）逆变状态时的波形。

若α进一步加大，则整流器将进入逆变工作状态。如图 5—17（b）所示，在K点时α加大到π，输出电压$U_d=-U_{d0}$，此后按L、M、N等点，又使α角逐渐减小，U_d增加，当到达Q点时$\alpha=\frac{\pi}{2}$、$U_d=0$。这时整流器（工作在逆变状态）输出的负电压平均值也以正弦规律变化，如图中虚线所示。

依照上述过程，控制α角由 0 逐步增大到π，然后又由π减小到 0，则此时可控硅整流器输出的平均电压就是一个完整周期的低频正弦交流电压，如图 5—18(a)所示。由图可见，在这种变换过程中可控硅实质上起着一种开关调制的作用。

尽管上述电路可以获得一个完整周期的交流电压，但是电流却只能在一个方向流通，而不能反向。这就是说，在$0\leqslant\alpha<\frac{\pi}{2}$期间，电源向负载供电(整流)，在$\pi/2<\alpha\leqslant\pi$期间，由

感性负载向电源反馈能量。故为了得到可调的低频交流电压和交流电流的输出，只用一组相控整流电路是不行的，而必须采用两组反并联或交叉联接的相控整流电路才能实现。图 5—19为两组三相零式反并联单相变频电路。正组可控硅只允许低频输出的正半周电流通过，负组可控硅只允许低频输出的负半周电流通过。当电压与可控硅组的电流同向时，该组可控硅工作在整流状态，反之工作在逆变状态。图 5—20即表示出感性负载下两组可控硅整流器的不同工作状态。整流与逆变两种工作状态的时间长短取决于负载功率因数大小，在纯感性（或纯电容性）负载时，输出电压与输出电流的相位差为90°，此时两种工作状态的时间相等。亦即从电源吸收的功率等于回馈给电源的功率。

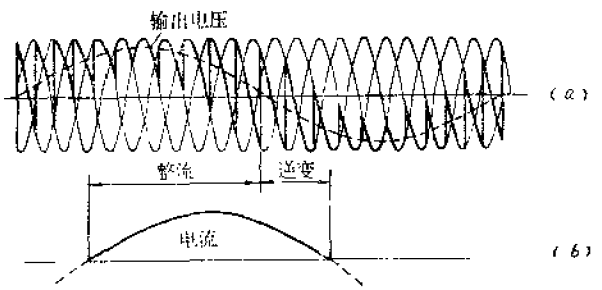


图 5—18　α连续改变时输出电压和电流的波形
（a）电压波形；（b）电流波形（相应于功率因数为0.6的感性负载时）。

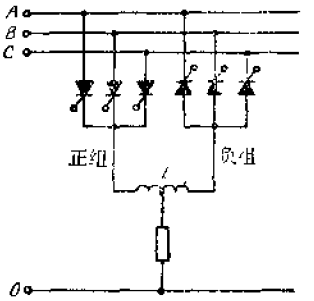


图 5—19　三相—单相直接变频器

当利用直接变频器给三相交流电动机供电时，需要上述三个单相变频器，各相变频器之间有120°的相位差，图 5—21即为三相零式反并联三相变频线路。同样也可由三个三相桥式反并联电路构成三相输出的变频电路，其电路形式与零式类似，这里不再多述。

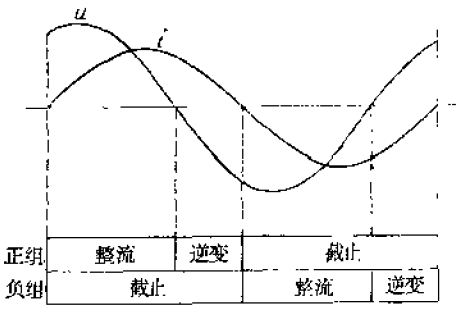


图 5—20　两组可控硅整流器的不同工作状态

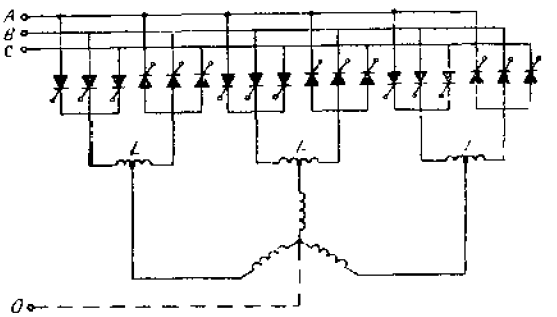


图 5—21　三相零式反并联三相变频线路

应当说明，图 5—19或图 5—21中的组间电感L是供滤波或限制环流用的。所谓环流是指两组可控硅都处于导通状态时在两组可控硅之间流过的电流。环流的产生与否，与两组可控硅的工作方式有关。如果正、负两组可控硅始终轮流导通和截止，即当一组导通时封锁另一组的触发脉冲，使之不工作，则两组可控硅之间不会产生环流，这种工作方式称为无环流工作方式。但是这种工作方式控制较复杂，且在完全无环流时输出电流在过零时容易断续而不利于电机的运行，故在交-交变频系统中通常并不采用完全无环流的工作方式。另一种工作方式是两组可控硅都处于导通状态，正组的控制角α_P与负组的控制角α_N始终以$\alpha_P=\pi-\alpha_N$的关系进行控制，此时两组可控硅输出的正弦电压平均值大小相等，方向相反，不会有大的低频环流在两组间流通。但是，从两组的输出电压波形上可以看出，两组输出电压的瞬时值并不

完全相同，于是在组间会有较高频率的环流产生，如图 5 —22所示。这些环流会增加电路的损耗并加重可控硅的负担，故在组间接入适当的电感 L 加以限制，使之减小到允许的程度。这种变频器的工作方式，通常即称之为有环流工作方式。它的优点是容易保持电流连续，但由于增加了电抗器，对输出基波有所影响，使输出电压的频率上限受到限制。因此，在有环流工作方式中不宜设置较大的电抗器。

2. 直接变频电路的电压与频率调节

m 相零式整流电路在控制角 $\alpha=0$ 时输出电压的平均值为

$$U_{d0}=\frac{m}{\pi}\sqrt{2}U_2\sin\frac{\pi}{m} \tag{5—12}$$

式中 U_2——相电压的有效值。

如果电流连续，对应于给定的控制角α，其输出电压的平均值为

$$U_d=U_{d0}\cos\alpha$$

根据直接变频器输出电压的组成原理，在 $\alpha=0$ 时，输出电压有最大的幅值，其数值即为U_{d0}。此时输出电压的有效值最大，其值为

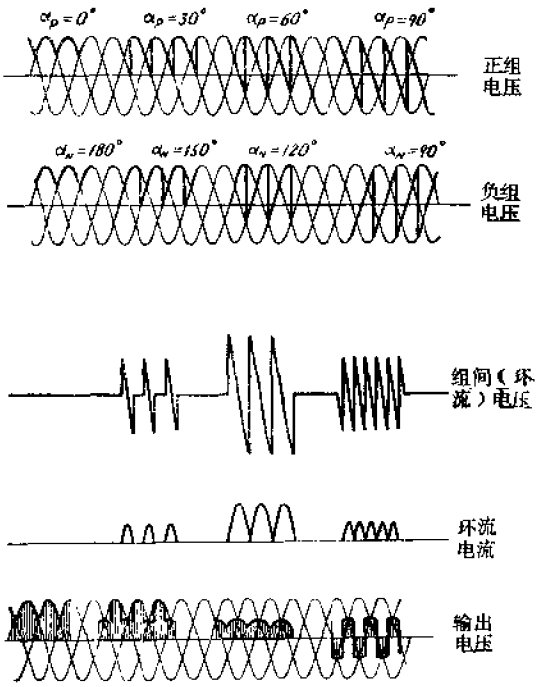


图 5 —22 三相零式反并联变频线路中的环流及电流电压波形

$$U_0=\frac{U_{d0}}{\sqrt{2}}=\frac{m}{\pi}U_2\sin\frac{\pi}{m} \tag{5—13}$$

当$m=3$ 时

$$U_0=\frac{3}{\pi}U_2\sin\frac{\pi}{3}=0.825U_2$$

即三相零式变频器最大的输出电压有效值U_0为其电源相电压有效值的82.5%。

实际的运行中，整流控制角α不能减小到 0，因为存在着$\alpha_P=\pi-\alpha_N$ 的关系，当$\alpha_P=0$ 时，意味着负组在$\alpha_N=180°$进行逆变，这会引起有源逆变电路的颠复，是不允许的。通常必须给可控硅的换流重迭角和恢复其阻断能力留出足够的时间间隔，故控制角α不能小于某个有限值α_{min}。因此，实际上每相最大的输出电压应为

$$U_0=\frac{m}{\pi}U_2\sin\frac{\pi}{m}\cdot\cos\alpha_{min}$$

$$=\varepsilon\left(\frac{m}{\pi}U_2\sin\frac{\pi}{m}\right) \tag{5—14}$$

式中 $\varepsilon=\cos\alpha_{min}$，称为电压降低系数。

由此不难看出，在改变变频器的控制角α时，使其达到的最小控制角增大，即式（5—14）中的α_{min}增大(ε减小)，则输出电压的有效值便会相应降低，从而达到调节电压的目的。

至于变频器输出电压频率f_2的调节，则可通过改变控制角α的变化速度的方法来实现，图5—23示出在输出频率f_2与输入率频f_1的不同比值下的电压波形。

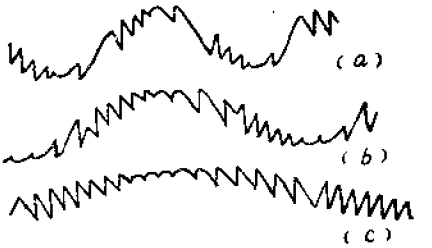


图5—23 输出频率（及电压）的改变
(a) $f_2/f_1=1/2$; (b) $f_2/f_1=1/3$; (c) $f_2/f_1=1/6$。

3. 交—交直接变频电路与交—直—交变频电路的比较

二者相比，交—交直接变频电路有以下优点：

（1）只有一级功率变换，且采用自然换流，不需要强迫换流装置，故主线路简单、损耗低、效率高。

（2）可以很容易地在电源与负载之间进行功率传输方向的变换，在整个调速范围内实现电机的四象限运行。

（3）低频时仍可得到较好的输出电压波形，不致引起电机低速运行时谐波损耗的增加和转速的不稳定。

但是，交—交直接变频电路亦有其缺点：

（1）变频器输出的最高频率受电源频率的限制，一般不超过电源频率的1/3～1/2，否则谐波分量大大增加，这就使电动机的调速范围受到限制。

（2）需用较多的可控硅元件，控制线路相应的也较复杂，用在小功率系统将不经济。

（3）直接变频器的功率系数较低，在较低的输出电压下，功率系数更低。

由上可见，交—交直接变频电路对于大容量的低速可逆传动系统是有应用前途的。在机车牵引中将特别适用于具有中频三相发电机的燃气轮机车上。

§5—3 变频调节时异步电动机的等值电路及转矩公式

如所周知，在正弦电压下通用的三相异步电动机的等值电路如图5—24所示。这里，着重讨论一下当电源频率发生变化时，等值电路中的某些参数将如何变化。

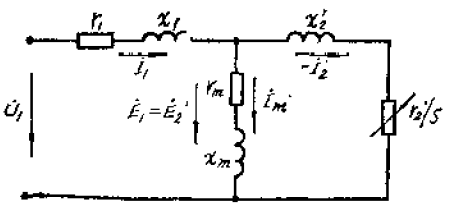


图5—24 异步电动机的等值电路

根据图5—24，可写出以下电压方程式

$$\dot{U}_1=-\dot{E}_1+\dot{I}_1(r_1+jx_1) \qquad (5-15)$$

$$E_2'=\dot{I}_2'\left(\frac{r_2'}{s}+jx_2'\right) \qquad (5-16)$$

式中 $\dot{U}_1$——电源相电压；

$\dot{I}_1$——定子电流；

$\dot{I}_2'$——归算到定子边的转子电流；

s——转差率；

r_1、x_1——定子绕组电阻及漏电抗；

r_2'、x_2'——归算到定子边的转子电阻及漏电抗；

r_m、x_m——激磁电阻及电抗；

$\dot{E}_1=\dot{E}_2'$——分别为定子相电势和归算到定子边的转子（不动时）相电势。

根据交流电机感应电势的公式

$$E_1=\sqrt{2}\pi W_1 k_{w1} f_1 \Phi_m = C_E f_1 \Phi_m \qquad (5-17)$$

式中 $W_1 k_{w1}$——定子绕组的等效匝数，W_1为定子绕组的实际匝数，k_{w1}为定子绕组的绕组系数；

f_1——电源频率；

Φ_m——气隙磁通；

$C_E=\sqrt{2}\pi W_1 k_{w1}$——电机的电势常数。

可以得到

$$\Phi_m=\frac{E_1}{C_E f_1} \qquad (5-18)$$

该式说明，电动机的磁通Φ_m正比于电势E_1，反比于频率f_1而变化，如果忽略定子绕组的电压降，则可近似地认为$E_1\approx U_1$，亦即磁通Φ_m正比于电源电压，反比于电源频率而变化，即

$$\Phi_m\approx\frac{U_1}{C_E f_1} \qquad (5-19)$$

E_1可以用等值电路中激磁支路的电压降表示为

$$-\dot{E}_1=-\dot{E}_2'=\dot{I}_m(r_m+jx_m) \qquad (5-20)$$

激磁电流$\dot{I}_m$可分解为无功分量和有功分量两部分，无功分量产生激磁磁势，又称为磁化电流，可根据磁路关系表示为

$$I_{mr}=\frac{p\sum H_i l_i}{m\frac{\sqrt{2}}{\pi}W_1 k_{w1}}=\frac{p}{m\frac{\sqrt{2}}{\pi}W_1 k_{w1}}\cdot\frac{B_\delta}{\mu_0}2\delta_e K_H$$

$$=C_F K_H B_\delta \qquad (5-21)$$

式中 m——定子相数；

p——极对数；

H_i、l_i——每极对磁路各计算区段的磁场强度及磁路长度；

B_δ——气隙的磁通密度；

μ_0——气隙的导磁率；

δ_e——气隙的计算长度；

K_H——磁路的饱和系数；

$C_F=\dfrac{2p\delta_e}{m\frac{\sqrt{2}}{\pi}W_1 k_{w1}\mu_0}$——磁势常数。

气隙的磁通密度B_δ可表示为

$$B_\delta=\frac{\Phi_m}{\frac{2}{\pi}\tau l_1}=\frac{\Phi_m}{C_\Phi}=\frac{E_1}{C_E f_1} \qquad (5-22)$$

其中 τ——定子极距；

l_1——铁芯计算长度；

$C_\Phi=\dfrac{2}{\pi}\tau l_1$——电机的几何常数；

$C_E=C_\Phi C_E$。

代式（5—22）入式（5—21）可得

$$I_{mr}=\frac{C_F}{C_B}K_H\frac{E_1}{f_1}=\frac{C_F}{C_\Phi}K_H\Phi_m \qquad (5-23)$$

由此可见，磁化电流I_{mr}决定于气隙磁通及磁路的饱和程度。当电机的端电压不变（即E_1近似不变）时，若降低频率f_1，电机的磁通将增加，磁路会更加饱和，因而I_{mr}将有更大的增加。当f_1升高时，电机磁通减少，磁路饱和度降低，从而I_{mr}减小。调节频率时，若保持Φ_m不变，则I_{mr}不随频率变化。在磁路不饱和时，即$K_H=1$，则

$$I_{mr}=\frac{C_F}{C_B}\frac{E_1}{f_1}=\frac{C_F}{C_\Phi}\Phi_m \qquad (5-24)$$

即I_{mr}仅与Φ_m有关。

有功分量电流I_{ma}决定于电机铁耗的大小，又称为铁耗电流，可表示为

$$I_{ma}=\frac{p_{Fe}}{mE_1} \qquad (5-25)$$

式中 p_{Fe}——对应于某一频率f_1的电机铁耗，其值可写成

$$p_{Fe}\approx C_{Fe}\left(\frac{E_1}{f_1}\right)^2\left(\frac{f_1}{f_{1N}}\right)^{1.5}$$

其中 f_{1N}——电机的额定频率；

$C_{Fe}=\dfrac{p_{Fe,N}}{\left(\dfrac{E_{1N}}{f_{1N}}\right)^2}$——铁耗常数。

这里以下标N所标注的数值，均表示额定频率f_{1N}时的量值。代以上关系入式（5—25）则得

$$I_{ma}=\frac{C_{Fe}}{mf_{1N}}\left(\frac{E_1}{f_1}\right)\left(\frac{f_1}{f_{1N}}\right)^{0.5} \qquad (5-26)$$

该式表明，铁耗电流I_{ma}与频率有关，如果变频调节时能保持$\dfrac{E_1}{f_1}=\Phi_m$为常数，则I_{ma}将只正比于频率f_1的0.5次方而变化。

等值电路中激磁支路的电抗x_m（互感电抗）可表示为

$$x_m=2\pi f_1M \qquad (5-27a)$$

式中 M——互感系数，当磁路不饱和时M为常数。

在磁路不饱和时，x_m仅与电源频率f_1成正比，即

$$x_m=x_{mN}\frac{f_1}{f_{1N}}=\alpha_f x_{mN} \qquad (5-27b)$$

式中 x_{mN}——额定频率f_{1N}时的互感电抗；

$\alpha_f=\dfrac{f_1}{f_{1N}}$——频率调节系数。

激磁支路的等效电阻r_m可根据功率关系表示为

$$r_m=\frac{p_{Fe}}{mI_m^2} \qquad (5-28a)$$

而据式（5—25）已知

$$p_{Fe}=mE_1I_{ma}$$

所以

$$r_m=\frac{E_1I_{ma}}{I_m^2}=\frac{E_1I_{ma}}{I_{ma}^2+I_{mr}^2} \qquad (5-28b)$$

因为在一般的异步电动机中$I_{mr}\gg I_{ma}$，故可近似地认为$I_m\approx I_{mr}$，上式分母的I_{ma}^2项忽略，同

时代入I_{ma}、I_{mr}的表达式，可得

$$r_m=-\frac{C_{Fe}C_B^2}{mC_E^2K_H^2}\left(\frac{f_1}{f_{1N}}\right)^{1.5} \tag{5—28c}$$

在磁路不饱和或饱和度不变时，r_m将只与频率的1.5次方成正比，可表示为

$$r_m=r_{mN}\left(\frac{f_1}{f_{1N}}\right)^{1.5}=r_{mN}\alpha_f^{1.5} \tag{5—28d}$$

式中 r_{mN}——频率为f_{1N}时激磁支路的有效电阻。

等值电路中定子每相的电抗（漏电抗）可表示为

$$x_1=2\pi f_1L_1 \tag{5—29a}$$

式中 L_1——定子绕组的漏电感。

L_1为常数，故x_1与f_1成正比，或表示为

$$x_1=x_{1N}\frac{f_1}{f_{1N}}=x_{1N}\alpha_f \tag{5—29b}$$

式中 x_1——频率为f_{1N}时定子的每相电抗。

转子绕组归算到定子边的每相电抗x_2'为

$$x_2'=2\pi f_1L_2' \tag{5—30a}$$

式中 L_2'——转子绕组归算到定子边的漏电感。

L_2'为常数，故x_2'与f_1成正比，或表示为

$$x_2'=x_{2N}'\frac{f_1}{f_{1N}}=x_{2N}'\alpha_f \tag{5—30b}$$

式中 x_{2N}'——频率为f_{1N}时归算到定子边的转子每相电抗。

定子绕组的每相有效电阻r_1和转子绕组归算到定子边的每相有效电阻r_2'，在频率变化时，也会因集肤效应的强弱而有所变化。总的趋势是随着f_1的上升，电阻值有所增加。随着f_1的下降，电阻值有所减小，但在正弦形电源下，由于不存在谐波电流，这种集肤效应的影响实际上可以忽略。

在一般的工程计算中，由于x_m通常远远大于r_m，故在等值电路中往往将r_m忽略，而应用图5—25所示的等值电路。

根据电机原理和等值电路可知，通过空气隙传入转子的电磁功率为

$$P_e=mE_2'I_2'\cos\varphi_2 \tag{5—31}$$

式中 $\cos\varphi_2=\dfrac{r_2'/s}{\sqrt{(r_2'/s)^2+x_2'^2}}$——转子的功率因数。

电动机的电磁转矩为

$$M=\frac{P_e}{\Omega_1}=\frac{mE_2'I_2'\cos\varphi_2}{\frac{2\pi n_1}{60}}=\frac{mp}{2\pi f_1}E_2'I_2'\cos\varphi_2 \tag{5—32}$$

式中 Ω_1——电动机的同步角速度；

n_1——电动机的同步转速。

根据式（5—17）

$$E_2'=E_1=C_Ef_1\Phi_m$$

将该式代入式（5—32）可得

$$M=\frac{p}{2\pi}mC_E\Phi_mI_2'\cos\varphi_2=C_M\Phi_mI_2'\cos\varphi_2 \tag{5—33}$$

式中 $C_M=\frac{mp}{2\pi}C_E$——转矩常数。

在式（5—33）中，若 Φ_m 的单位用韦伯，则 M 的单位为牛顿·米，如果 Φ_m 的单位是马克斯韦，则转矩乘以 $\frac{10^{-8}}{9.81}$ 后的单位是公斤·米。

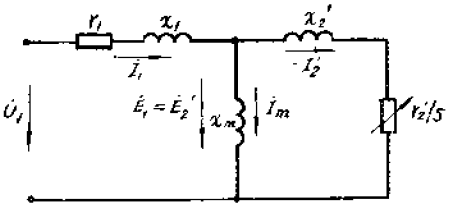


图5—25 异步电动机的等值电路

式(5—33)清楚地表明，电动机的电磁转矩正比于气隙磁通和转子的有功电流 $I_2'\cos\varphi_2$，其物理意义是很显然的。但是，利用该式进行具体计算却极不方便，因为负载变化时，三个自变量 Φ_m、I_2' 和 $\cos\varphi_2$ 都在变化。为此，可根据等值电路作如下推导，化为较方便的形式。

根据图5—25的等值电路可列出以下电压平衡方程式

$$\dot{U}_1=(r_1+jx_1)\dot{I}_1-\left(\frac{r_2'}{s}+jx_2'\right)\dot{I}_2' \qquad (5—34)$$

$$jx_m(\dot{I}_1+\dot{I}_2')=-\left(\frac{r_2'}{s}+jx_2'\right)\dot{I}_2' \qquad (5—35)$$

转子的转差率可用转子的转差频率 f_2（即转子电流频率）和定子频率 f_1 的比值表示为

$$s=\frac{f_2}{f_1} \qquad (5—36)$$

如果在式（5—32）中代入

$$E_2'=I_2'\sqrt{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2+x_2'^2} \quad 及 \quad \cos\varphi_2=\frac{r_2'/s}{\sqrt{(r_2'/s)^2+x_2'^2}}$$

则可得到电磁转矩的另外一种表示式，即

$$M=\frac{mp}{2\pi f_1}\cdot I_2'^2\cdot\frac{r_2'}{s} \qquad (5—37)$$

联解方程式（5—34）、（5—35）、（5—36）、（5—37），即首先由式（5—34）、（5—35）二式解出

$$-\dot{I}_2'=\frac{\dot{U}_1}{\dfrac{r_2'(x_1+x_m)+sr_1(x_2'+x_m)}{sx_m}+j\dfrac{s(x_1x_m+x_2'x_m+x_1x_2')-r_1r_2'}{sx_m}}$$

其有效值为

$$I_2'=\frac{U_1}{\sqrt{\left[\dfrac{r_2'(x_1+x_m)+sr_1(x_2'+x_m)}{sx_m}\right]^2+\left[\dfrac{s(x_1x_m+x_2'x_m+x_1x_2')-r_1r_2'}{sx_m}\right]^2}}$$

将 I_2' 及式（5—36）代入式（5—37），并令 $x_1+x_m=x_{11}$，$x_2'+x_m=x_{22}$ 则可得到

$$M=\frac{pm}{2\pi}\left[\frac{U_1}{f_1}\right]^2\cdot\frac{f_2x_m^2/r_2'}{\left[r_1+\dfrac{f_2}{f_1r_2'}(x_m^2-x_{11}x_{22})\right]^2+\left[x_{11}+\dfrac{f_2r_1x_{22}}{f_1r_2'}\right]^2} \qquad (5—38)$$

该式较清楚地反映出电磁转矩与电压 U_1 和频率 f_1、f_2 的函数关系，用之求值比较方便，以下的讨论将以该表示式作为基础。

§5—4 异步电动机变频运行的方式及其特性

一、概　　述

从电机原理中已知，异步电动机的典型矩速特性如图5—26所示，这可据式（5—38）绘出。同步转速时，转矩为0，当转差率很小时，转矩随着速度的减小而近乎直线上升，为特性曲线的 om 段。m 点对应于电动机的最大转矩，又称停转转矩或颠复转矩。因为电动机的负载转矩超过该值，则电动机的转速急剧下降直至停转。对应于 m 点的转差率为 $s_m = f_m/f_1$，称为临界转差率。这里的 f_m 称为转子的临界或停转频率。转差率达到 s_m 之后转矩特性急剧下降的原因在于：转子频率超过该值后，其增大的漏抗开始起主导作用，它的增大使式（5—33）中的相角差 φ_2 加大，即 $\cos\varphi_2$ 减小，因而电动机的转矩明显下降。

图中转差率 s 大于1的情况，意味着转子的转向与旋转磁场的转向相反。电动机在正常运行时，倘若突然改变定子的相序即可获得这种运转状态。此时电动机将急剧趋于停转，而电源若不及时断开的话，转子将加速至相反的方向旋转。这就是通常所说的反接制动状态。

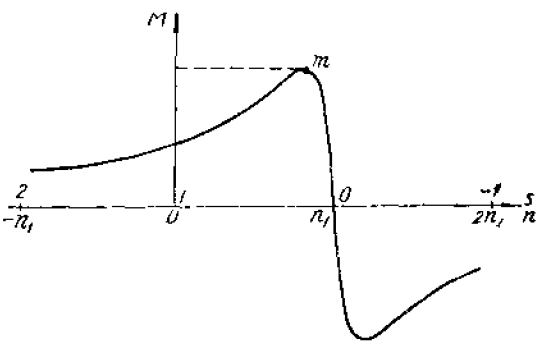


图5—26　一定频率和电压下异步电动机的矩速特性

如果电动机在正常运转时，突然降低定子的供电频率，转子的机械惯性将使之维持在高于旋转磁场的转速上，这时转差率变为负值，进入发电机状态运行。电动机转轴上的机械能变成电能回馈给电网或消耗在电阻上。在机车下坡或高速运行需要制动时极易实现上述运行状态，称为再生制动或电阻制动。

通常运行于固定频率下的鼠笼式异步电动机，其起动电流约为额定电流的5～6倍。但是由于此时转子的频率高、漏抗大、功率因数 $\cos\varphi_2$ 很低，所以起动力矩实际上是不大的。而用变频调节时，可以使电动机在较低的频率下起动，从而可以改善转子的功率因数，增大起动时单位电流的转矩。一般说来，可以在起动电流大致为二倍额定电流的情况下，利用变频调节获得重载下的良好的起动性能。

由静止变频器向电动机提供变频功率时，为了使电动机的铁磁材料得到充分利用，电动机应维持在适当的磁状态，一般即近于饱和的状态。这就是说应当使气隙磁通维持为常值。在这种情况下，电动机的矩速特性如图5—27所示，这种特性对于拖动转矩不变而速度要变的负载是很适宜的。

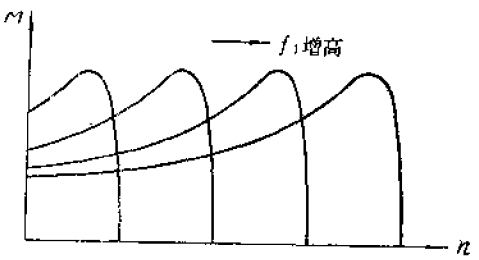


图5—27　一定的气隙磁通、不同的电源频率下异步电动机的矩速特性

倘若定子的供电频率变化而电压保持不变，即在恒电压下进行变频调节，则气隙磁通和最大转矩随着频率的上升而下降，如图5—28所示。显然，这种特性适合于牵引的要求，它在起动和低速时有较大的转矩，而在高速时转矩较小。

由上可见，对于异步电动机的变频调节应当依照电动机本身的特点和负载的要求来进行，当然，也要考虑到控制手段的难易程度而遵循一定的规律。下面我们对不同调节方式下异步电动机的运行特性分别予以讨论。

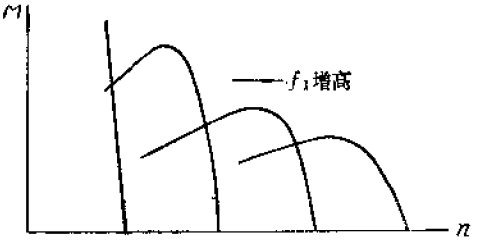


图 5—28　一定的电压、不同的频率时异步电动机的矩速特性

二、恒电压/频率比运行

前已指出，电动机的每极磁通 Φ_m 正比于比值$\frac{E_1}{f_1}$，如式（5—18）所示。在进行频率调节时，若能维持比值$\frac{E_1}{f_1}$不变，则可得到恒定的气隙磁通，亦即在任何频率下，可以保持磁路的一定的饱和程度。从电机材料有效利用的观点来看，这是通常所希望的。由于在一般情况下，定子绕组的漏阻抗所引起的电压降与电机的端电压相比可以忽略，亦即 U_1和E_1可认为近似相等，因而可按照不变的比值$\frac{U_1}{f_1}$进行调节，这就是所谓的恒电压/频率比的运行方式。这种调节方式只需要由静止变频器提供线性的电压—频率输出特性，从控制技术上很容易实现，故它被较多地应用于简单的开环调速系统中。

在这种运行方式下，转矩公式（5—38）中的比值$\frac{U_1}{f_1}$成为常数，可以写成

$$M = A \cdot \frac{f_2 x_m^2 / r_2'}{\left[r_1 + \frac{f_2}{f_1 r_2'}(x_m^2 - x_{11}x_{22})\right]^2 + \left[x_{11} + \frac{f_2 r_1 x_{22}}{f_1 r_2'}\right]^2} \qquad (5—39)$$

式中　$A = \frac{pm}{2\pi}\left[\frac{U_1}{f_1}\right]^2$——常数。

当电机的参数已知时，对应于某一定子频率，利用该式可以计算出转矩与转子频率（或转差率）的关系，具体如图 5—29所示。图中转矩以标么值（额定转矩为基值）表示，转子频率为正时，即转差率为正值，表示转子转速低于同步转速，为电动机运行状态。转子频率为负时，则表示转子转速高于同步转速，作发电机运行。

由该图可以看出，在较高的定子频率范围内(如50～100赫)，电动机发出较大的转矩，且随着频率f_1的降低转矩的下降甚微。而当频率f_1较低时，转矩却急剧下降。这是由于高频范围内相应有较高的定子电压，而定子的阻抗电压降相对可以忽略，气隙磁通近乎不变。然而在低频范围内，虽然定子的漏电抗正比于频率f_1而降低，但定子电阻却不随频率变化，这部分电阻压降在低频时实际上构成了电机端电压不可忽略的一部分，使得气隙磁通迅速减少，因而转矩急剧下降。

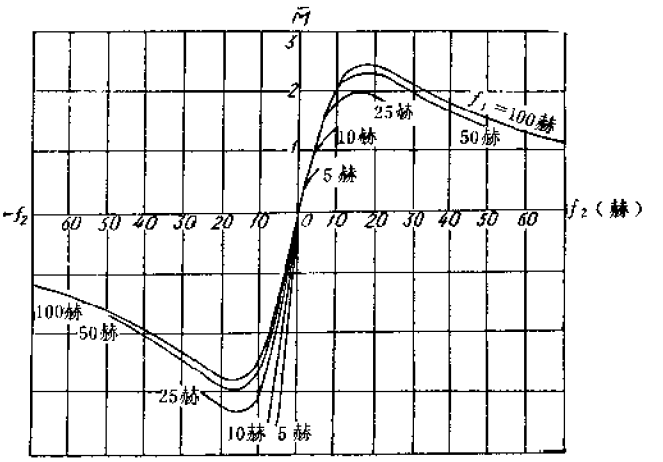


图 5—29　恒电压/频率比下异步电动机的转矩特性

图 5 —29的转矩特性可以延伸到发电机的运行范围。在该范围内，电机的能流反向，并要求发出一个增大的感应电势E_1以克服反向的定子电压降，这就迫使气隙磁通增加并产生一个大的发电机反力矩。类似于上述的原因，低频时该反力矩尤大，若不采取适当的限制措施（如限制电机的电流），则会引起电机的机械损坏。当然，由于磁路的饱和，实际的发电机反力矩小于图中所示的数值。

将式（5—39）对f_2求导并令其等于0，可以得到临界的转差频率f_m，即

$$\frac{dM}{df_2}=\frac{d}{df_2}\left[A\cdot\frac{f_2x_m'^2/r_2'}{\left[r_1+\frac{f_2}{f_1r_2'}(x_m^2-x_{11}x_{22})\right]^2+\left[x_{11}+\frac{f_2r_1x_{22}}{f_1r_2'}\right]^2}\right]=0$$

由此可得

$$f_m=\pm\frac{f_1r_2'\sqrt{r_1^2+x_{11}^2}}{\sqrt{(x_m^2-x_{11}x_{22})^2+(r_1x_{22})^2}} \qquad (5—40)$$

将f_m值代入式（5—39）便可求出不同频率f_1时的最大转矩为

$$M_m=\pm\frac{pm}{2\pi}\left[\frac{U_1}{f_1}\right]^2\cdot\frac{f_1}{2\left[\pm r_1+\frac{\sqrt{r_1^2+x_{11}^2}}{x_m^2}\sqrt{(x_m^2-x_{11}x_{22})^2+(r_1x_{22})^2}\right]} \qquad (5—41)$$

以上二式中“+”号对应于电动机运行（牵引）状态，“−”号对应于发电机运行（制动）状态。

根据式（5—41）可以画出电动机的最大转矩M_m对应于定子频率f_1的关系曲线，如图5—30中$M_m=F(f_1)$所示。在式（5—38）中令$f_2=f_1$，则可求得不同频率f_1时的起动转矩为

$$M_q=\frac{pm}{2\pi}\left[\frac{U_1}{f_1}\right]^2\cdot\frac{f_1x_m^2/r_2'}{\left[r_1+\frac{1}{r_2'}(x_m^2-x_{11}x_{22})\right]^2+\left[x_{11}+\frac{r_1}{r_2'}x_{22}\right]^2} \qquad (5—42)$$

相应的关系曲线$M_q=F(f_1)$亦绘于图5—30中。

由图5—30的曲线可见，在频率较低时，最大转矩和起动转矩都急剧下降。从式（5—41）及式（5—42）不难看出，这主要是由于低频下定子电阻r_1的影响相对较大的缘故。象这样的低频性能实际上难以满足起动和低频运行的要求，为此需要采取相应的措施加以改进，将在后面述及。

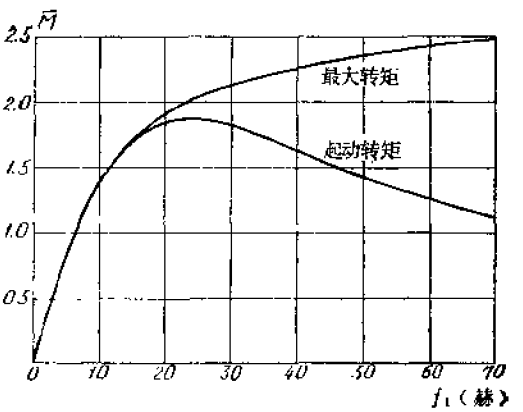


图5—30 恒电压/频率比下电动机的最大转矩、起动转矩与定子频率的关系

在恒电压/频率比下运行时，电动机的电流$\dot{I}_1$可以利用等值电路（图5—25）求出。因为等值电路的输入阻抗为

$$Z_1=r_1+jx_1+\frac{jx_m(r_2'/s+jx_2')}{r_2'/s+j(x_m+x_2')}$$

$$=r_1+jx_{11}+\frac{x_m^2}{r_2'/s+jx_{22}} \qquad (5—43)$$

所以

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_1}$$

在频率较高的范围内，由于r_1相对较小而可以忽略，此时电动机的电流可以写成

$$\dot{I}_1 \approx \frac{\dot{U}_1}{f_1\left[\, j2\pi L_{11} + \dfrac{(2\pi L_m)^2}{r_2'/f_2 + j2\pi L_{22}}\right]}$$

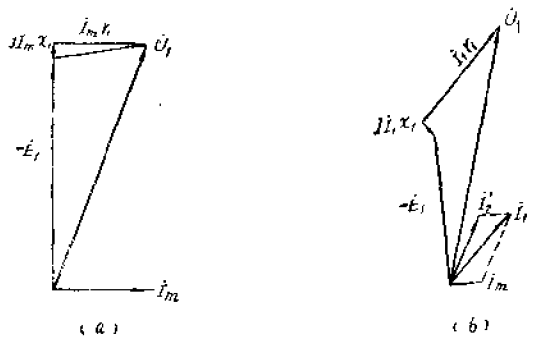
式中 $L_{11} = L_1 + L_m$——定子的总电感；

$L_{22} = L_2' + L_m$——转子的总电感。

由此可见，在恒$\frac{U_1}{f_1}$下运行时，若在高频范围内使f_2固定，则I_1的大小近于不变。就电动机的圆图来说，在高频范围内其位置将无明显变化。而当频率f_1低到一定数值时，r_1的影响再不能忽略，此时端电压倘若仍与f_1成比例地降低，则定子电流急剧下降，转矩亦迅速降低。

综上所述，在恒定的$\frac{U_1}{f_1}$下运行时，低频范围内电动机的转矩明显降低，这主要是由于这种调节方式不能保持气隙磁通不变所造成的。为了弥补低频性能的这一缺陷，在开环系统中，一个简单易行的方法是将静止逆变器的电压—频率特性在高频范围内设计成直线，但在低频运行时其输出电压却是相对提高的。

在低频区增加电动机的端电压时，有一些特点是应当注意的。由于低频时，漏电抗随频率按比例下降，而电阻r_1却保持不变，忽略低频时电机铁芯的损耗，依据等值电路图 5—25 可以画出空载时的向量图如图 5—31(a) 所示。此时，由于磁化电流 $\dot{I}_m$ 滞后于$-\dot{E}_1 90°$且$jI_m x_1$甚小，故从向量图上可见，电势$-\dot{E}$的大小与电压U_1近于相等。这就要求一个大的气隙磁通而导致铁芯的高度饱和，相应的空载激磁电流会很大，甚至超过通常的负载电流。由于在开环系统中，静止逆变器的输出电压特性是固定的，即电动机的端电压不会因电流的增大而减小，上述情况会更加突出，所以一般说来应注意避免在低速轻载下运行。



(a) (b)

图 5—31 低频下电动机的向量图
(a) 空载时；(b) 负载时。

加上负载之后，转子电流$-\dot{I}_2$与$-\dot{E}_1$近于同相位，此时的向量图变成图 5—31(b)的样子。$\dot{I}_1$的相位变化以及在r_1上的较大的电压降使$\dot{E}_1$的数值显著降低，磁化电流随之大大减小。磁化电流的减小甚至超过负载电流的增加，这种抵消作用使电动机在负载之后，其总电流非但不增加而往往有所下降。这就是说，在低频时用适当提高端电压的方法可以改善电动

机的转矩特性而不必担心它在负载时会有过大的电机电流。

二、恒磁通运行

前述恒电压/频率比的运行方式，在全部速度范围内不能保持电动机气隙磁通不变，因而电动机的低频性能较差。为了获得不变的气隙磁通，需要对电动机按照比值$\frac{E_1}{f_1}$不变进行调节。现在首先分析一下这种调节方式下的转矩特性。

由图 5 —25的等值电路可得转子电流I_2'的数值为

$$I_2'=\frac{E_1}{\sqrt{(r_2'/s)^2+x_2'^2}} \tag{5—44}$$

将该式与前节公式（5 —36）及（5 —37）联解，可得到以下转矩表达式

$$M=\frac{pm}{2\pi}\left[\frac{E_1}{f_1}\right]^2\left[\frac{f_2 r_2'}{r_2'^2+(2\pi f_2 L_2')^2}\right] \tag{5—45a}$$

由于$\frac{E_1}{f_1}=C_E\Phi_m$，所以上式又可写成

$$M=\frac{pm}{2\pi}C_E^2\Phi_m^2\left[\frac{f_2 r_2'}{r_2'^2+(2\pi f_2 L_2')^2}\right] \tag{5—45b}$$

该式表明，电磁转矩正比于气隙磁通的平方。若在调节时维持$\frac{E_1}{f_1}$不变，亦即Φ_m为常数，则电磁转矩完全由转子的转差频率f_2所决定，而与定子频率f_1无关。

将式（5 —45）对f_2求导并令其等于 0，可得到转子的临界转差频率

$$f_m=\frac{r_2'}{2\pi L_2'} \tag{5—46}$$

将该式代入式（5 —45a），可得电动机的最大转矩为

$$M_m=\frac{pm}{2\pi}\left[\frac{E_1}{f_1}\right]^2\cdot\frac{1}{4\pi L_2'} \tag{5—47}$$

该式表明，M_m的数值与M一样正比于气隙磁通的平方。但是，最大转矩的大小却与转子电阻无关，而仅反比于转子的漏电感。就给定的电机来说，L_2'可视为常数，故在按恒定的比值$\frac{E_1}{f_1}$进行调节时，电动机在不同的频率f_1下其最大转矩的数值保持不变，如图 5 —27所示。至于最大转矩所对应的转差频率f_m，由式（5 —46）可见，将受转子电阻的影响，但对鼠笼式电机来说转子电阻不能调节，若忽略集肤效应，r_2'亦是常数，因而临界转差频率f_m也是定值。这从图 5 —27亦可看到，不同f_1下的f_m值实际上是相同的。

若令式（5 —45a）除以式（5 —47）并将式（5 —46）所示的参数关系代入其中，可以得到适用于恒磁通运行时的实用转矩表示式

$$\frac{M}{M_m}=\frac{2}{(f_2/f_m)+(f_m/f_2)} \tag{5—48}$$

由于电动机的铭牌将给出：额定功率P_N（千瓦）、额定转速n_N（转/分）及过载能力$K_m=M_m/M_N$（这里M_N为额定状况下的电磁转矩），同时额定转差率s_N可以求出，即$s_N=\frac{n_1-n_N}{n_1}$，故额定转差频率f_{2N}成为已知（$f_{2N}=s_N f_1$），将K_m及f_{2N}代入式（5 —48）即为

$$\frac{M_N}{M_m}=\frac{2}{f_m/f_{2N}+f_{2N}/f_K}=\frac{1}{K_m}$$

由此可以求得

$$f_m = f_{2N}(K_m + \sqrt{K_m^2 - 1})$$

另外，M_N可以近似计算出来（忽略机械损耗），即

$$M_N = 975\frac{P_N}{n_N} \quad (\text{公斤-米})$$

于是$M_m = K_m M_N$成为已知，有了f_m和M_m就可以由式（5—48）求出M相对于f_2的关系。

在恒磁通运行时，定子电流可从等值电路图5—25得出

$$\begin{aligned}\dot{I}_1 &= \dot{I}_m - \dot{I}_2' = \frac{-\dot{E}_1}{jx_m} - \frac{\dot{E}_1}{r_2'/s + jx_2'} \\ &= \left[\frac{-\dot{E}_1}{f_1}\right]\left[\frac{1}{j2\pi L_m} + \frac{f_2}{r_2' + j2\pi L_2' f_2}\right] \\ &= \left[\frac{-\dot{E}_1}{f_1}\right]\left[\frac{r_2' + j(2\pi L_{22})f_2}{(2\pi L_m)^2 f_2 - (2\pi L_m)(2\pi L_{22})f_2 + j(2\pi L_m)r_2'}\right] \qquad (5—49)\end{aligned}$$

该式表明，由于$\frac{E_1}{f_1}$为常数，所以定子电流只决定于转差频率，而与定子频率f_1无关。倘若调节时保持f_2不变，则在不同的f_1下，$\dot{I}_1$的大小及相位都是固定不变的。

最后，讨论一下恒磁通运行时，电动机的端电压应如何变化。由等值电路图5—25可知，端电压$\dot{U}_1$为感应电势$\dot{E}_1$和定子电压降的向量和，即

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + (r_1 + jx_1)\dot{I}_1 \\ &= -\dot{E}_1 + (r_1 + j2\pi f_1 L_1)\dot{I}_1 \qquad (5—50)\end{aligned}$$

恒磁通运行时，因E_1随频率f_1直线变化，由上式可见，$\dot{U}_1$仅与f_1和$\dot{I}_1$有关。又从式（5—49）已知，$\dot{I}_1$只取决于转差频率f_2，所以$\dot{U}_1$最终即为f_1和f_2的函数。对于给定的电动机，根据转矩的要求利用式（5—48）或式（5—45）可求出相应的转差频率f_2，由式（5—49）进而求得相应的电流$\dot{I}_1$，最后代入式（5—50）确定电动机所需要的端电压。

对应于一定的转差频率f_2，可以求出电机端电压U_1与定子频率f_1的函数关系，如图5—32中的实线所示。图中虚线表示$\frac{U_1}{f_1}$=常数，实线与虚线相比，可以看出电动机在低频时为保持磁通一定时需要增高的电压。

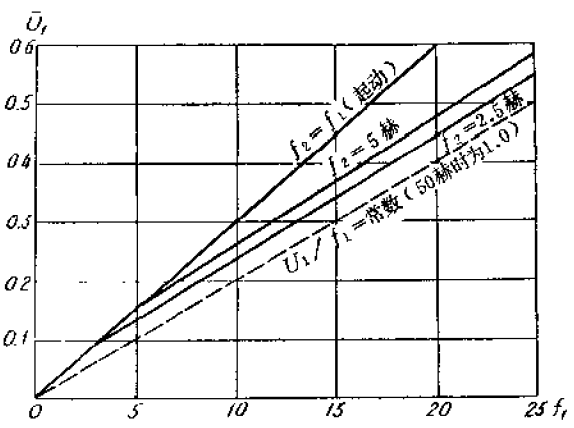


图5—32 恒磁通运行时电动机端电压与频率f_1的关系

三、恒电流运行

分析式（5—49）不难看出，若保持电机电流I_1和转差频率f_2不变，则式中$\frac{E_1}{f_1}$仍为常值，同样可以实现恒磁通运行。实际上，这种维持电机电流I_1不变的控制方式，对整个调速系统来说是有好处的。因为这时候电机逆变器在恒流下运行而没有电流的过分波动，这样就可以充分利用可控硅装置的容量，使逆变器的设计更为经济。另外，从控制技术来说，也是

易于实现的。所以，在机车牵引中常常采用这种控制方式。

为便于分析，可以将电动机的转矩公式转化为由定子电流I_1和转差频率f_2的表示形式。这只要由式（5—35）求出I_2'的数值，即

$$I_2'=\frac{I_1}{\sqrt{(r_2'/sx_m)^2+(x_{22}/x_m)^2}} \tag{5—51}$$

然后将该式及式（5—36）代入式（5—37），便可得出

$$M=\frac{pm}{2\pi}I_1^2\left[\frac{(2\pi L_m)^2}{r_2'/f_2+(f_2/r_2')(2\pi L_{22})^2}\right] \tag{5—52}$$

该式中，若忽略磁的饱和，L_m可视为常数，则转矩M仅取决于定子电流I_1和转差频率f_2，而与定子频率无关。在一定的f_2下，如果加大定子电流，即可在任何频率f_1上获得大的转矩。而在控制I_1和f_2都不变化时，则在任何频率f_1上均可获得恒定的转矩，即实现所谓恒转矩运行。

令I_1为常数，将式（5—52）对f_2求导并使之等于0，可得到临界的转差频率为

$$f_m=\frac{r_2'}{2\pi L_{22}}=\frac{r_2'}{2\pi(L_2'+L_m)} \tag{5—53}$$

将该式代入式（5—52），可得电动机的最大转矩为

$$M_m=\frac{pm}{2}I_1^2\frac{L_m^2}{L_2'+L_m} \tag{5—54}$$

如果不考虑电动机磁路的饱和，临界转差频率f_m对所有的定子电流有相同的数值。但实际上，电流I_1超过一定数值后，必然会导致磁路的饱和而使激磁电感L_m降低，从而f_m移到较高的数值。同样，由于磁路饱和的影响，式（5—52）和式（5—54）中，电机转矩与I_1^2成正比的关系亦不复存在。一般说，在4～5倍的额定电流下，实际上仅能得到6倍于额定转矩的瞬时转矩。

为了保持气隙的磁通不变，在一定的转差频率f_2下，要求一定的定子电流。也就是说，定子电流I_1与转差频率f_2有一定的对应关系，这由式（5—49）可以清楚看出。此间的具体关系还可据等值电路图5—25作如下的推导。

假定磁路不饱和，气隙磁通将正比于磁化电流I_m，为保持气隙磁通不变，则磁化电流I_m必须恒定。磁化电流$\dot{I}_m$可表示为

$$\dot{I}_m=\frac{-\dot{E}_1}{jx_m}=\frac{-\dot{E}}{f_1}\left[\frac{1}{j2\pi L_m}\right] \tag{5—55}$$

而

$$\begin{aligned}\dot{I}_1&=\dot{I}_m-\dot{I}_2'\\&=\frac{-\dot{E}_1}{f_1}\left[\frac{1}{j2\pi L_m}+\frac{1}{r_2'/f_2+j2\pi L_2'}\right]\\&=\frac{-\dot{E}_1}{f_1}\left[\frac{r_2'/f_2+j2\pi L_{22}}{r_2'/f_2+j2\pi L_2'}\right]\left[\frac{1}{j2\pi L_m}\right]\end{aligned} \tag{5—56}$$

式（5—56）除以式（5—55）得

$$\frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_m}=\frac{r_2'/f_2+j2\pi L_{22}}{r_2'/f_2+j2\pi L_2'} \tag{5—57}$$

其数值关系即为

$$I_1 = I_m \sqrt{\frac{1+f_2^2(2\pi L_{22}/r_2')^2}{1+f_2^2(2\pi L'_2/r_2')^2}} \qquad (5-58)$$

式中I_m的数值可据磁路关系由式（5—21）求出，于是I_1与f_2的函数关系成为已知。式(5—58)同时表明，I_1的大小与定子频率f_1无关。

至于恒电流运行时的电机端电压U_1的数值，同样可按式（5—50）决定，这里不再赘述。

§5—5 机车牵引中异步电动机的特性调节

一般说，电力和内燃机车的牵引运行可分为三个运行调节区：

1. 起动加速区；
2. 恒功率输出区；
3. 提高速度区或恒电压区。

这三个运行调节区可用图5—33来说明。起动时，相应于图中的区段*1*～*2*或*1*～*2′*，应保证一定数值的牵引力，以使机车能尽快起动和加速，而牵引力的最大数值取决于轮对和轨道之间的粘着限制线。通常在起动阶段要求牵引电动机发出1.5～2倍的额定转矩．这可以用适当选择电机端电压和频率的方法来获得。

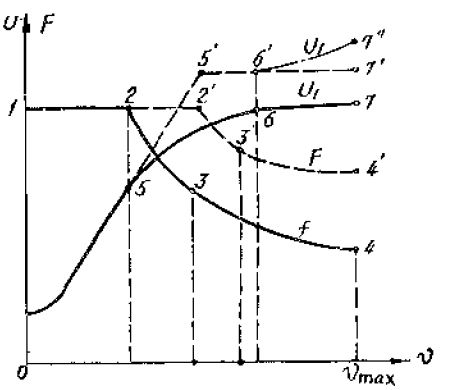


图5—33 异步电传动机车的电气机械特性
实线——内燃机车 虚线——电力机车

起动时，随着速度的提高，牵引电动机的输出功率增大，起动终了的速度（*2*,*2′*）决定于供馈能源所允许的长期功率。对电力机车来说（点*2′*），该功率较内燃机车为大。起动时，牵引电动机在恒转矩下运行，所以随着速度的提高，电机的端电压U_1上升到点*5*（内燃机车）或*5′*（电力机车）。

第二个运行区即恒功率区，对内燃机车来说，为了充分利用发动机的功率，通常更为重要，此时的电压曲线大致按区段*5*～*6*变化（其规律后叙）。而对电力机车来说，此段并不重要，可有可无。

第三个运行区通常是恒电压下运行，因为电压的提高事实上受到逆变器输出电压的限制。电动机达到其最高电压后一般不再变化，图上区段*6*～*7*属内燃机车，区段*6′*～*7′*属电力机车。恒电压下，供电频率的增高产生磁场削弱的效果，此时牵引力下降（内燃机车为区段*3*～*4*，电力机车为区段*3′*～*4′*），这时类似于直流串激电动机的矩速特性。

应当说明，对于高速电力机车，为了能在最高速度时使功率接近于额定功率。可特意使逆变器的电压在该区能提高到点*7″*。这种可能性正是异步牵引电动机相对于直流牵引电动机的显著优点。因为直流牵引电动机的磁场削弱受到换向条件的严格限制，最高速度时只有带补偿绕组的电动机才有可能发出接近于80%的长时功率。异步牵引电动机则无此限制，且一般说能在高速时发挥其长时功率。

根据机车的三个运行区域，牵引电动机应当作出相应的性能调节。因为简单的开环系统

只有在电动机的转速稳定周期较长，没有急剧的加速和减速的场合才是适用的。机车运行的情况则不然，它要求不断的迅速的加速或减速，而其机械惯性极大，当为了加减速度而改变定子频率时，可能会因定子频率和电机的实际旋转频率相差过多，即超出临界转差率的范围而导致不稳定的运行。因此，机车上需要一个有着快速响应的闭环系统。闭环系统直接控制的参量可以是磁通Φ_m和转差频率f_2，也可以是定子电流I_1和磁通Φ_m，而一般较多应用的是直接控制定子电流I_1和转差频率f_2的方法，通常称为转差控制。

利用上述转差控制系统，即可实现机车三个运行区对牵引电动机提出的性能要求。此间主要即为恒转矩和恒功率调节特性，下面分别予以讨论。

一、 恒转矩特性

前面已经谈到，倘若电动机的气隙磁通保持不变，则电动机可以在任何转速下发挥很大的转矩。由式（5—45）可见，这时候只要限定转差频率f_2为固定的数值，即可得到恒定的转矩。该f_2的限定值越接近于临界转差频率f_m，则获得的转矩越大，极限状况是在整个速度范围内发出相同的最大转矩，这就是所谓的恒转矩特性。利用这一性能，即可满足机车以不变的牵引力起动的要求。

这时候电动机的转矩M与频率f_1的关系$M=F(f_1)$如图 5—34(a) 所示。转矩M与f_1无关而仅取决于f_2的大小，所以是一组与横轴平行的直线。电动机的电流I_1、端电压U_1及电势E_1与f_1的关系则绘于图 5—34(b) 中，电流I_1如式（5—58）所表明的那样与f_1无关，亦为常数。因为磁通恒定，显然E_1与f_1的关系是线性比例关系。定子电压U_1据式（5—50）决定。高频时定子电阻r_1的影响忽略，由式可见，U_1与f_1近似于线性关系。然而频率较低时，r_1的影响不能忽略。此时电压相对有所提高。

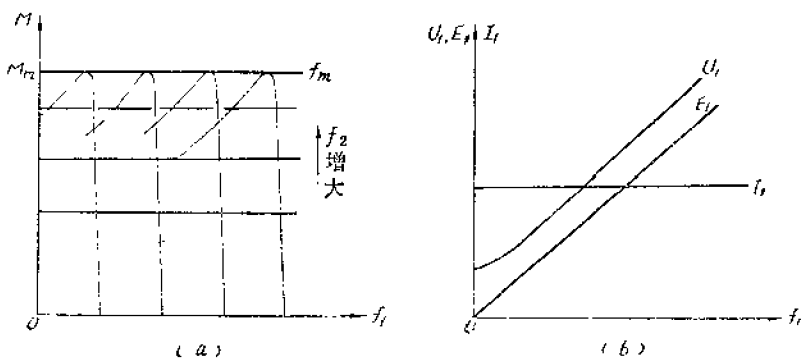


图 5—34 恒转矩特性调节
(a)转矩M与定子频率f_1的关系；(b)电机电流I_1、电压U_1、电势E_1与频率f_1的关系。

二、恒功率特性

在上述的恒转矩运行中，随着电机转速的上升，电压U_1提高，电机的输出功率增大。但是电压的提高受到电动机功率或逆变器最大电压的限制，于是在电压提高到一定数值后将维持不变（如电力机车到图 5—33的点5′），或者电压不再正比于f_1上升（如内燃机车到图 5—33的点5）。此后电动机将以恒功率输出为条件进行电压和频率的控制。

为便于分析，这里再次引用式（5—32）的关系，因$E_2'=E_1$，故可写成

$$M=\frac{mp}{2\pi f_1}\cdot E_1 I_2'\cos\varphi_2$$

式中 $$\cos\varphi_2=\frac{r_2'/s}{\sqrt{(r_2'/s)^2+x_2'^2}}$$

在一个闭环控制系统中，转差频率总是限定在小于f_m的一个极小的范围内，即s极小，此时$x_2'^2$较之$(r_2'/s)^2$可以忽略，因而$\cos\varphi_2\approx 1$，上式可简化为

$$M=\frac{mp}{2\pi f_1}E_1 I_2' \qquad (5-59)$$

I_2'的数值由式（5—44）给出为

$$I_2'=\frac{E_1}{\sqrt{(r_2'/s)^2+x_2'^2}}$$

当s很小时，同样忽略x_2'，于是

$$I_2'=\frac{sE_1}{r_2'}=\frac{E_1 f_2}{r_2' f_1} \qquad (5-60)$$

代该值入式（5—59），同时因电压提高到一定数值后，可认为$U_1\approx E_1$，故得

$$M=\frac{mp}{2\pi r_2'}\left[\frac{U_1}{f_1}\right]^2 f_2 \qquad (5-61a)$$

或写成

$$Mf_1=KU_1^2\frac{f_2}{f_1} \qquad (5-61b)$$

式中 $K=\frac{mp}{2\pi r_2'}$——常数。

不难看出，式（5—61b）的左端实际上以一定的比例代表着电动机的功率数值。为了使电动机有恒定的输出功率，电压和频率的调节可以有两种不同的方式：

1. 在任何频率f_1下，保持U_1不变，而f_2与f_1按比例变化，即转差率$s=\frac{f_2}{f_1}$为常数。

2. 在任何频率f_1下，保持f_2不变，而U_1与$\sqrt{f_1}$按比例变化，即U_1^2/f_1=常数。

下面对这两种调节方式分别作一讨论：

（一）U_1不变，f_2/f_1=常数的调节方式

在此种调节方式下，由式(5—38)可得，临界转差频率随定子频率f_1变化，仍如式（5—40）所示。定子频率越高，相应的临界转差频率f_m越大。最大转矩的表示式实际上仍具有式（5—41）的形式。因为此时U_1为常数，电压较高时忽略r_1的影响，则最大转矩可以表示为

$$M_m\approx\pm\frac{pmU_1^2}{4\pi f_1}\cdot\frac{1}{\frac{x_{11}}{x_m^2}(x_m^2-x_{11}x_{22})}$$

$$=\pm\frac{pmU_1^2}{4\pi f_1^2}\cdot\frac{1}{2\pi C_1(L_1+C_1L_2')} \qquad (5-62)$$

式中 $C_1=\frac{x_{11}}{x_m}$

可见，最大转矩近似地反比于f_1^2。不同频率f_1时最大转矩的包络线如图5—35(a)所示，由于恒功运行时实际要求的转矩M只是反比于f_1而变化，故在M_m和M曲线之间出现图示的阴影部分。为了保证电动机在全部调速范围内能够稳定运行，其工作点只能这样选取，即在最高

转速（或频率）时，保证有最小允许的过载能力，而在转速越低时，转矩的裕度越大。电机的设计尺寸实际上被低速状态所决定，故有较大的数值。就电机本身的功率利用来说，显然是不充分的。

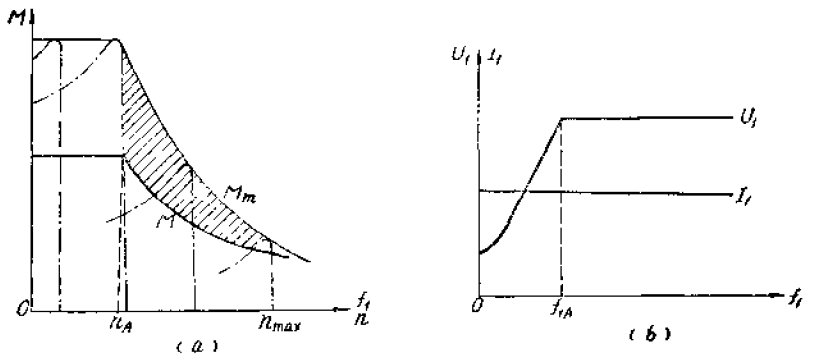


图 5 —35　定子电压U_1为常数时的恒功率特性调节
（a）M与f_1的关系；（b）U_1、I_1与f_1的关系。

在这种调节方式下电动机的电流可以这样分析，按照式（5 —60），并因较高电压下$\dot{U}_1=\dot{E}_1$，故

$$\dot{I}_2' = \frac{s\dot{U}_1}{r_2'}$$

由于调节中$s=\frac{f_2}{f_1}$保持不变，因而$\dot{I}_2'$为定值。激磁电流则为

$$\dot{I}_m = -\frac{\dot{U}_1}{jx_m}$$

它滞后于$\dot{I}_2'$90°，且其数值通常较I_2'小得多。所以电机电流$\dot{I}_1=\dot{I}_2'+\dot{I}_m$将主要由$\dot{I}_2'$所决定，可近似视为常数，如图 5 —35（b）所示。

（二）f_2不变，U_1^2/f_1＝常数的调节方式

在这种调节方式下，仍可利用式（5 —62）所示的关系。令$\frac{U_1^2}{f_1}$＝常数，则可看出，最大转矩将与f_1成反比，不同f_1下M_m的包络线如图 5 —36（a）所示，呈双曲线形状。在这种情况下，电机的工作点可以选择在最低速度n_{min}时有最小允许的过载能力。这样在高速时有适度的转矩裕量，使在整个调速范围内稳定运行并较充分地利用了电机的功率，电机的设计尺寸较小。

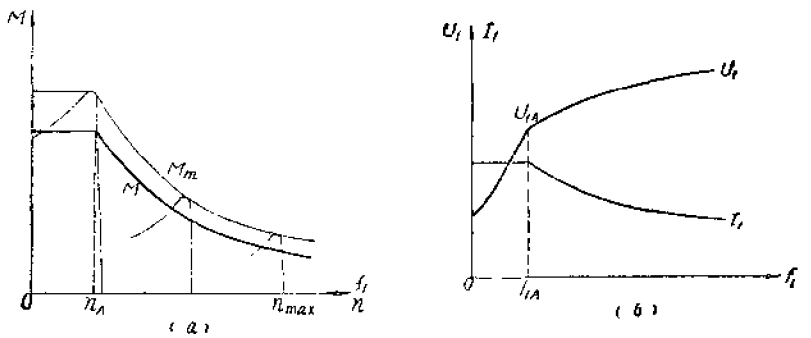


图 5 —36　转差频率f_2不变时的恒功率特性调节
（a）M与f_1的关系；（b）U_1、I_1与f_1的关系。

电机端电压 U_1 的调节规律即 $U_1=K_1\sqrt{f_1}$，这里 K_1 为比例常数。若已知起动过程终了时的电压 U_{1A} 及频率 f_{1A}，则 $K_1=\frac{U_{1A}}{\sqrt{f_{1A}}}$，$K_1$ 既然知道，从而即可求得不同 f_1 时 U_1 的数值，其关系曲线绘于图 5—36(b)中。

电机电流 I_1 的数值可利用式（5—58）所示的关系求解。由于在电压较高时可认为 $U_1\approx E_1$，故 I_m 的数值为

$$I_m=\frac{U}{x_m}=\frac{K_1\sqrt{f_1}}{2\pi f_1 L_m}=\frac{K_1}{2\pi L_m}\cdot\frac{1}{\sqrt{f_1}} \qquad (5-63)$$

将该式代入式（5—58），则

$$I_1=\frac{K_1}{2\pi L_m}\sqrt{\frac{1-f_2^2(2\pi L_{22}/r_2')^2}{1+f_2^2(2\pi L'_2/r_2')^2}}\cdot\frac{1}{\sqrt{f_1}} \qquad (5-64)$$

由于在调节时保持 f_2 不变，故上式根号内的数值为常数，显然，I_1 仅反比于 $\sqrt{f_1}$ 而变化，其关系曲线亦绘于图 5—36(b)中。

比较上述两种调节，第一种恒电压调节的方案中，电动机有较大的设计尺寸。但就电机逆变器而言，它在恒电压和恒电流下工作，整个运行过程中可控硅装置的变量得到最充分的利用，因而逆变器本身有较小的设计尺寸。通常称这种方案为最大电动机和最小逆变器方案。第二种恒转差频率的调节方案中，电动机的设计尺寸较小，但逆变器则需满足最高电压和最大电流的要求，尽管这两个数值在整个运行过程中不会同时出现，但逆变器的设计容量应为最高电压与最大电流的乘积，故逆变器有较大的设计尺寸。通常称这一方案为最小电动机和最大逆变器的方案。

§5—6 异步电动机在非正弦电源下的运行

异步电动机在正弦电压下的运行性能在一般的电机原理中已有详细的分析。前面的讨论也是指正弦形电压供电的情况，或者说只是考虑非正弦电压供电时的基波分量的。由静止逆变器向异步电动机供电时，它所提供的电压或电流通常为六段的阶梯波或矩形波，因而包含着较大的谐波成分。这些谐波成分对电动机的运行性能，诸如转矩、损耗及效率等都会产生一定的影响。本节即概要讨论一下由非正弦电源供电时，对电动机的稳态性能所带来的若干影响。分析这个问题的基本方法是将非正弦电压或电流用富氏级数分解，从而化为正弦的问题，分别对其基波及谐波分量进行分析，然后综合其影响。所谓谐波的影响主要体现在磁路中的谐波磁势和电路中的谐波电流上，最基本的分析即由此入手。

一、异步电动机中的谐波磁势

首先说明，这里的讨论仅限于整数槽三相绕组的情况。

电动机的谐波磁势可分为两类，即时间谐波磁势和空间谐波磁势。时间谐波磁势是指在非正弦电源的作用下，电机绕组中的谐波电流所产生的磁势。空间谐波磁势是指电机在有限的齿槽数目下，即使通入三相绕组的电流为纯正的正弦形，其气隙磁势在空间的分布亦并非正弦形，而是有限数目的阶梯状，其中除去基波之外，还包含一系列的谐波成分，通常即称之为空间谐波磁势。显然，当谐波电流通入电机绕组时，将同时出现时间谐波磁势和空间谐波磁势。下面首先讨论一下这两类谐波磁势。

1. 时间谐波磁势

在第二节讨论逆变电路的时候，业已分别给出了电压型及电流型逆变电路所输出的电压或电流波形，并分别给出了它们的富氏级数表示式。分析表明它们除含有基波分量之外，还含有5、7、11、13等高次谐波。电压的谐波自然产生电流谐波，从而出现谐波磁势。譬如说，电动机每一相中的5次谐波电流，将相应地建立一个五倍于电源频率的脉动磁势，这个脉动磁势在空间的分布与基波电流所建立的磁势的空间分布规律相同。这里若只考虑空间磁势的基波分量，则5次谐波电流在电机的A、B、C各相绕组中建立的脉动磁势为

$$f_{A1.5}=\hat{f}_{1.5}\sin 5\omega t\cos\delta$$

$$f_{B1.5}=\hat{f}_{1.5}\sin 5\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\delta-\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$=\hat{f}_{1.5}\sin\left(5\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\delta-\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$f_{C1.5}=\hat{f}_{1.5}\sin 5\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\delta-\frac{4\pi}{3}\right)$$

$$=\hat{f}_{1.5}\sin\left(5\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\delta+\frac{2\pi}{3}\right)$$

式中 $\hat{f}_{1.5}$——5次谐波电流所产生的每相的空间磁势基波分量的幅值；

δ——沿定子铁芯内圆从绕组轴线算起的电位移角。

利用三角关系式 $\sin\alpha\cdot\cos\beta=\frac{1}{2}\sin(\alpha+\beta)+\frac{1}{2}\sin(\alpha-\beta)$ 可以将以上三式转化为

$$f_{A1.5}=\frac{1}{2}\hat{f}_{1.5}\sin(5\omega t+\delta)+\frac{1}{2}\sin(5\omega t-\delta)$$

$$f_{B1.5}=\frac{1}{2}\hat{f}_{1.5}\sin(5\omega t+\delta)+\frac{1}{2}\sin\left(5\omega t-\delta-\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$f_{C1.5}=\frac{1}{2}\hat{f}_{1.5}\sin(5\omega t+\delta)+\frac{1}{2}\sin\left(5\omega t-\delta+\frac{2\pi}{3}\right)$$

以上三式相加，即为电机三相绕组所产生的合成磁势$F_{1.5}$，因上面三式中第二项的和为0，故

$$F_{1.5}=\frac{3}{2}\hat{f}_{1.5}\sin(5\omega t+\delta)\qquad(5-65)$$

该式表明，由5次谐波电流产生的谐波磁势是一个旋转磁势，其旋转速度为$\frac{d\delta}{dt}=-5\omega$，即该磁势以五倍的基波同步转速而在基波磁势的相反转向上旋转。

对于7次谐波电流在A、B、C各相绕组中所产生的脉动磁势的基波分量可表示为

$$f_{A1.7}=\hat{f}_{1.7}\sin 7\omega t\cos\delta$$

$$f_{B1.7}=\hat{f}_{1.7}\sin\left(7\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\delta-\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$f_{C1.7}=\hat{f}_{1.7}\sin\left(7\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\delta+\frac{2\pi}{3}\right)$$

类似于前面的推导，可以得到三相绕组的合成磁势为

$$F_{1.7}=\frac{3}{2}\hat{f}_{1.7}\sin(7\omega t-\delta)\qquad(5-66)$$

这说明7次谐波电流所产生的谐波磁势以$\frac{d\delta}{dt}=7\omega$的转速，即七倍的基波同步转速按基波

磁势的转向在旋转。

归纳起来是这样：$k=6n+1$（$n=0,1,2,3\cdots$）次的谐波电流产生正向（基波转向）的旋转磁场，而$k=6n-1$次的谐波电流则产生反向的旋转磁场。时间谐波磁势的转速总是k倍于基波磁势的同步转速。

2. 空间谐波磁势

上面的分析中，只考虑了每相电流所建立的空间磁势的基波，而对其高次空间谐波未予讨论。事实上如前面所指出的那样，即使电机绕组通以纯正弦电流，其气隙磁势中除基波之外，还包含有一系列高次空间谐波。譬如说，由基波电流在A、B、C各相绕组中所产生的5次空间谐波磁势可以写成

$$f_{A5.1}=\hat{f}_{5.1}\sin\omega t\cos5\delta$$

$$f_{B5.1}=\hat{f}_{5.1}\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\cos5\left(\delta-\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$=\hat{f}_{5.1}\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(5\delta+\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$f_{C5.1}=\hat{f}_{5.1}\sin\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right)\cos5\left(\delta-\frac{4\pi}{3}\right)$$

$$=\hat{f}_{5.1}\sin\left(\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(5\delta-\frac{2\pi}{3}\right)$$

三相绕组的合成磁势为

$$F_{5.1}=f_{A5.1}+f_{B5.1}+f_{C5.1}$$

$$=\frac{3}{2}\hat{f}_{5.1}\sin(\omega t+5\delta)\qquad(5-67)$$

该式表明，基波电流产生的5次空间谐波磁势以$\frac{1}{5}$的同步转速反向旋转。类此可以证明，基波电流所产生的7次空间谐波磁势以$\frac{1}{7}$的同步转速正向旋转。一般即为，基波电流产生的$k=6n+1$次空间谐波磁势正向旋转，$k=6n-1$次空间谐波磁势反向旋转，其转速为$\frac{1}{k}$的同步转速。

绕组里的谐波电流也产生旋转的空间谐波磁势。例如5次谐波电流在各相绕组中产生的7次空间谐波磁势为

$$f_{A7.5}=\hat{f}_{7.5}\sin5\omega t\cos7\delta$$

$$f_{B7.5}=\hat{f}_{7.5}\sin\left(5\omega t+\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(7\delta-\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$f_{C7.5}=\hat{f}_{7.5}\sin\left(5\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(7\delta+\frac{2\pi}{3}\right)$$

三相绕组的合成磁势即为

$$F_{7.5}=f_{A7.5}+f_{B7.5}+f_{C7.5}$$

$$=\frac{3}{2}\hat{f}_{7.5}\sin(5\omega t+7\delta)\qquad(5-68)$$

这就表明，5次谐波电流所产生的7次空间谐波磁势乃是以$\frac{5}{7}$的同步转速反向旋转。

当电机绕组中有谐波电流流通时，将同时产生时间谐波磁势和空间谐波磁势，表5—7对这些磁势作了较完整的归纳。表中第一行为谐波电流产生的时间谐波磁势(仅指其基波)，

第一列表示空间谐波磁势，它可以由基波电流产生，也可以由谐波电流产生。某行与某列交点处所示的带有正、负号的数字即代表着某次谐波电流所引起的某次空间谐波磁势的转速。转速的数值表示为基波同步转速的倍数，“+”号表示正向（与基波同向）旋转，“−”号表示反向（与基波反向）旋转，同时标以“+”“−”号的是指该磁势为脉动磁势，在空间并不旋转，或理解为一个正向旋转磁势与一反向旋转磁势的叠加。表中带括号的数值在一般情况下是不出现的。

三相绕组的磁势分量　　表5—7

空间谐波序次	时间谐波序次						
	1	(3)	5	7	(9)	11	13
1	+1	—	−5	+7	—	−11	+13
(3)	—	(±1)	—	—	(±3)	—	—
5	$-\frac{1}{5}$	—	+1	$-\frac{7}{5}$	—	$+\frac{11}{5}$	$-\frac{13}{5}$
7	$+\frac{1}{7}$	—	$-\frac{5}{7}$	+1	—	$-\frac{11}{7}$	$+\frac{13}{7}$
(9)	—	$(\pm\frac{1}{3})$	—	—	(±1)	—	—
11	$-\frac{1}{11}$	—	$+\frac{5}{11}$	$-\frac{7}{11}$	—	+1	$-\frac{13}{11}$
13	$+\frac{1}{13}$	—	$-\frac{5}{13}$	$+\frac{7}{13}$	—	$-\frac{11}{13}$	+1
(15)	—	$(\pm\frac{1}{5})$	—	—	$(\pm\frac{3}{5})$	—	—

3. 谐波磁势的幅值

一般电机原理中业已给出，基波电流在三相绕组中所产生的旋转磁势的 h 次空间谐波的幅值为

$$F_{mh\cdot1}=\frac{3}{2}\hat{f}_{h\cdot1}=\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\frac{k_{wh}}{hp}W_1I_1$$

$$=1.35\frac{k_{wh}}{hp}W_1I_1\ (\text{安匝/每极}) \qquad (5-69)$$

式中　k_{wh}——对 h 次空间谐波的绕组系数。

据此不难推得，k 次谐波电流在三相绕组中所产生的 h 次空间谐波磁势的幅值为

$$F_{mh\cdot k}=\frac{3}{2}\hat{f}_{h\cdot k}=1.35\frac{k_{wh}}{hp}W_1I_k\ (\text{安匝/每极}) \qquad (5-70)$$

式中　I_k——k 次谐波电流的有效值。

对一般的三相异步电动机来说，因采用分布和短距的绕组，其谐波绕组系数 k_{wh} 将大大小于基波绕组系数，故空间谐波磁势的幅值实际上很小，可以忽略。因而在后面的讨论中将只考虑时间谐波磁势，它在空间的分布与基波磁势相同。

二、异步电动机中的谐波电流

在前面关于谐波磁势的讨论中已知，$k=6n+1$ 次谐波电流所产生的时间谐波磁势与主

磁势（基波磁势）的旋转方向相同，而 $k=6n-1$ 次谐波电流则产生与主磁势转向相反的谐波磁势。通常，磁场的旋转方向是由电流的相序决定的，这就是说，$6n+1$ 次谐波电流有着与基波电流相同的相序，故称之为正序谐波。而 $6n-1$ 次谐波电流与基波电流相序相反，称之为负序谐波。$k=6n+3$ 次谐波电流不会产生任何空间的基波旋转磁势，因为它们在三相绕组中是同相位的，故称为零序谐波。又因该谐波的序次是 3 的倍数，也称为 3 倍谐波。一方面由于一般的静止逆变器输出中不包含三次谐波的成分，另一方面在通常的星接电机绕组中三次谐波电流亦不能流通，故一般勿需考虑。但应注意，在特殊情况下倘若电机绕组中有三次谐波电流流通，尽管它不能产生相应的基波旋转磁势，却能产生脉动的谐波磁势，如表 5—7 所示的那样。该磁势在空间的脉动，照样会在旋转的转子中感应出相应的谐波电流（将脉动磁势理解为两个反向旋转磁势的联合作用也是一样），从而对电动机的损耗、效率和转矩产生影响。

前已指出，异步电动机由静止逆变器供电时，其定子电压（对电压型逆变器）或定子电流（电流型逆变器）可分解为一个基波分量和一系列谐波分量，其中 $k=6n+1$ 次为正序谐波，$k=6n-1$ 次为负序谐波。由于异步电动机在变频调节时，通常是在恒磁通或削弱磁场下运行，在这种情况下可以忽略磁路的饱和，而将电动机作为一个线性装置来考虑，从而可以应用迭加原理。这就是说，可以单独分析电动机在各次谐波下的响应特性，然后进行叠加而得到在非正弦电源下运行的综合结果。在进行这种分析时，仍然利用等值电路这一重要的方法。下面，着重讨论异步电动机由六段阶梯形电压源供电时的情况。

1. 谐波等值电路

图 5—25已给出了正弦电压下异步电动机常用的等值电路。该电路忽略了铁耗和磁路的饱和效应，这个电路适用于非正弦电压下相应于基波的运行情况。为便于比较，将它再次绘出（图 5—37 a），图中参数所代表的物理意义均如前述，只是这里即对应于基波而已。对基波旋转磁场的转子转差率在图中以 s_1 表示，其数值与前一样，即

$$s_1=s=\frac{n_1-n}{n_1} \qquad (5-71)$$

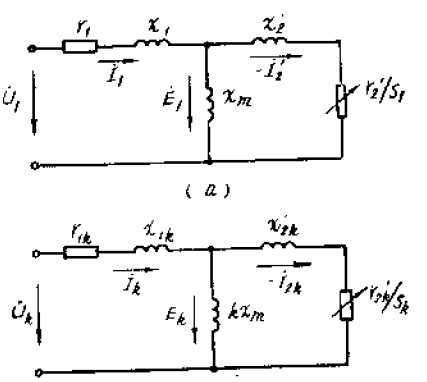


图 5—37 异步电动机的等值电路
（a）基波等值电路；（b）谐波等值电路。

相电流中 k 次谐波产生的谐波旋转磁场以转速 kn_1 正转或反转，因面其相应的转差率为

$$s_k=\frac{kn_1\mp n}{kn_1} \qquad (5-72)$$

式中“－”号适用于正序谐波，“＋”号适用于负序谐波。

若将式（5—71）代入式（5—72）又可得到谐波转差率 s_k 与基波转差率 s 的关系式

$$s_k=\frac{(k\mp1)\pm s}{k} \qquad (5-73)$$

对正序谐波上式分子取用 $(k-1)+s$，负序谐波则分子为 $(k+1)-s$。

较精确的 k 次谐波等值电路如图 5—37（b）所示。其中转差率为 s_k，电阻和漏电抗均是考虑了相应频率下集肤效应后的数值。而激磁电抗则可认为等于 kx_m。实际的情况是集肤效应

对定子的电阻及漏电抗影响较小，但当电机的容量及导体截面较大时对电阻的影响亦会较大。转子电阻由于集肤效应一般有明显的增大，转子漏电抗则有明显的减小，具体的计算可参考有关文献。一台参数为1145千瓦、0～1300伏、0～80赫的三相鼠笼式异步牵引电动机的计算实例表明，在1000赫时，若忽略端接部分电抗和差漏电抗，定子绕组漏电抗的减小量仅为电机总漏抗的1.5%左右，事实上可以忽略不计。转子的漏电抗在1000赫时则会减小70%（不计端部大约10%的变化量）左右，但因转子漏电抗只占电机总漏抗的20%左右，故考虑集肤效应后，电机定、转子总漏抗的减小大致为15%。有关参数的更详细比较可参看后面的表5—8。

如果不考虑集肤效应，可以用图5—38(a)所示的近似电路。图中定、转子的漏抗与谐波频率成正比，为kx_1和kx_2'。另外，由式（5—73）可知，当电动机的转速由同步速度到0，亦即s由0变到1时，5次谐波的转差率s_5由$s1.2$变到1，7次谐波的转差率s_7由0.857变到1，所以实际运行时s_k的数值较之s更加接近于1。此时$r_2'/s_k \approx r_2'$是一个极小的数值，与谐波漏抗相比，r_2'和r_1均可忽略（即使考虑集肤效应，电阻的增大亦小于电抗随频率的增大），故等值电路可变为图5—38(b)的形式。进一步的简化还可以取消激磁支路化为图5—38(c)的简单电路，因为kx_m通常远比转子漏抗为大。但应注意，图5—38(b)和(c)的近似等值电路不适于分析电动机在低频率下的运行，因为这时电机的电阻将成为不能忽略的因素。一般说，在频率高于10赫时该二近似电路是适用的，对于近似的分析计算也是简便的。

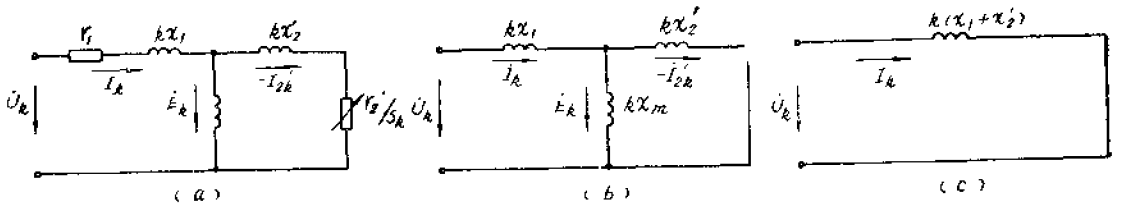


图5—38 近似的谐波等值电路

(a) 不考虑集肤效应的等值电路；(b) 忽略r_1和r_2'的近似等值电路；(c) 忽略激磁支路的近似等值电路。

2. 谐波电流

利用谐波等值电路，便可计算相应的谐波电流。由于电源电压的各谐波分量U_k业已用富氏级数分解求得，故谐波电流$I_k=U_k/Z_k$。这里Z_k即k次谐波等值电路的输入阻抗，利用相应的电路关系不难求得。当频率较高时利用图5—38(c)的电路最为方便，此时k次谐波电流的有效值即为

$$I_k=\frac{U_k}{k(x_1+x_2')} \tag{5—74}$$

因为一般情况下没有零序谐波和偶次谐波，所以总的谐波电流即为

$$I_h=\sqrt{I_5^2+I_7^2+I_{11}^2+I_{13}^2+\cdots+I_k^2+\cdots} \tag{5—75}$$

如果电动机的基波电流为I_1，则电机的总的有效电流为

$$I_r=\sqrt{I_1^2+I_h^2} \tag{5—76}$$

由于s_k在电机的整个运行过程中均十分接近于1，所以不论从较精确的谐波等值电路或近似的等值电路都可看出，谐波电流的数值近于恒定，而与电机的转速亦即负载情况无关。只有基波电流取决于负载的大小，这就意味着轻载时电机谐波电流的相对含量较满载时要大

得多，从而使轻载时电机的损耗明显大于电动机在纯正弦电压下运行的损耗，这是值得注意的。

对于一个给定的电压波形，电机电流中谐波成分的相对含量取决于电机总漏电抗的标么值。总漏电抗的标么值$\overline{x_s}$可以表示为

$$\overline{x_s}=\frac{x_1+x_2'}{U_N/I_N}=(x_1+x_2')\frac{I_N}{U_N} \qquad (5-77)$$

式中 U_N——电动机的额定正弦波相电压；

I_N——电动机的额定负载电流。

对于常用的六段阶梯波电压，谐波电压的大小反比于谐波的次数，即$U_k=\frac{U_1}{k}$。代该值入式（5—74），则

$$I_k=\frac{U_1}{k^2(x_1+x_2')} \qquad (5-78)$$

若以基波相电压U_1作为电动机的额定正弦电压，则式（5—77）可写成

$$U_1=U_N=(x_1+x_2')\frac{I_N}{\overline{x_s}} \qquad (5-79)$$

代该式入式（5—78），可得k次谐波电流的标么值为

$$\overline{I_k}=\frac{I_k}{I_N}=\frac{1}{k^2\overline{x_s}} \qquad (5-80)$$

利用式（5—80）和式（5—75）可以求出在六段阶梯波电压下总谐波电流的标么值

$$\overline{I_h}=\frac{0.046}{\overline{x_s}}$$

可见，总的谐波电流反比于总电抗的标么值。而电机满载有效电流的标么值（以额定的基波电流为基值）为

$$\overline{I_{rN}}=\sqrt{1+\left(\frac{0.046}{\overline{x_s}}\right)^2}$$

对于12段的阶梯波电压而言，$\overline{I_h}$和$\overline{I_{rN}}$的数值显著降低，分别为$\frac{0.0105}{\overline{x_s}}$及$\sqrt{1+\left(\frac{0.0105}{\overline{x_s}}\right)^2}$。

为便于分析比较，在图5—39中绘出了电动机有效电流与漏电抗标么值的函数关系。由图中曲线可以清楚地看出，当$\overline{x_s}$很小时，其数值在六段波电压下有显著的增大，而在十二段波电压下变化甚微。对一般的三相异步电动机来说，$\overline{x_s}$的数值约在0.1～0.2之间，在六段波电压下$\overline{I_{rN}}$的增加约为10%～2%。

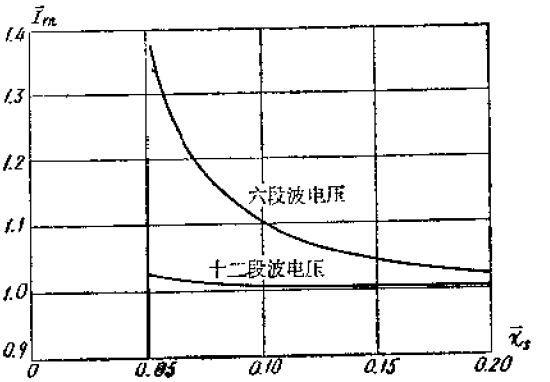


图5—39 电机有效电流与漏电抗标么值的关系

此外，画出一个在六段波电压电源下运行的异步电动机定子相电流的典型波形，如图5—40所示。该波形以$\overline{x_s}=0.1$计算而得，基波的相位移取决于负载状态，图中所示为基波功率因数等于0.5的情况。谐波的畸变不只增加了定子的有效电流，而且也

产生大的电流尖峰，从而增加了静止逆变器的负担。逆变器电流的峰值同样与漏抗的标么值 $\bar{x}_s$ 有关，其函数关系绘于图 5 —41中，图中纵坐标表示为逆变器峰值电流与满载峰值基波电流之比。为便于比较同时绘出了十二段电压波时的相应曲线。上述曲线均是理论上的计算值，当基波功率因数更低时，逆变器峰值电流略大一些。在六段波电压下，当基波功率因数为0.4时，逆变器峰值电流的增大不超过图 5 —41所示数值的4%。

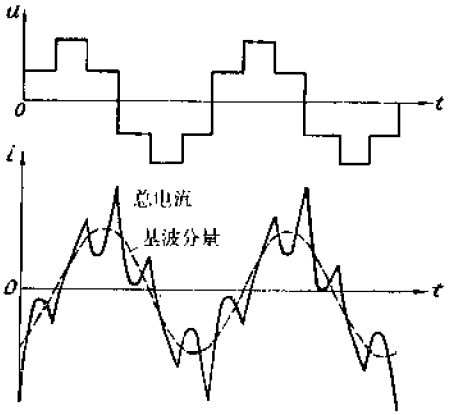


图 5 —40　六段波电压下异步电动机定子电压和电流的波形

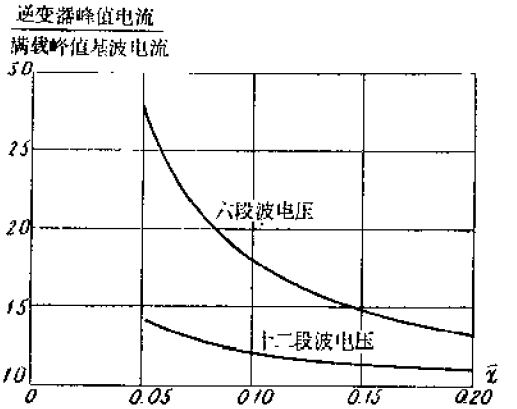


图 5 —41　逆变器峰值电流与电动机漏抗标么值的关系

三、非正弦电源下异步电动机的损耗及效率

由于非正弦电源下出现较大的电流和磁通的谐波，因而形成附加的铜耗和铁耗。这些附加损耗的大小与电源的波形有关，当用十二段波供电或采用脉冲宽度调制时，谐波损耗会显然降低。由于异步电动机通常多以六段波电源供电，故下面的分析即引用六段电压波下的典型数据，并与标准正弦电压下的情况相比较。

1．　转子铜耗

转子导体的交流电阻在谐波频率上由于集肤效应会显著增大，从而导致转子铜耗的相应增加，这部分损耗在数值上不能忽略，特别是在深槽式转子中。

前已指出，异步电机中的空间谐波磁势的幅值甚小，通常可以忽略。而时间谐波磁势却不然，就 5 次和 7 次时间谐波磁势来说，它们有一定的幅值且在空间分别以 5 倍和 7 倍的同步速度反向和正向旋转，从而在转子绕组中感应 6 倍于基波频率的电流，在50赫电源下即为300赫。类此，第11次和13次谐波磁势则感应12倍基波频率，即600赫的转于电流。在这样高的频率上，集肤效应使得转子电阻较其直流值要大很多。实际增长的数值取决于导体和转子槽的横截面尺寸及形状，具体计算可参见有关文献。作为一个简例，如果转子的矩形槽中是高为12.7毫米的矩形铜导体，则其交流电阻对直流电阻的比值在50赫时约为1.5；在300赫时为2.6；600 赫时为 3.7。在更高的频率上，上述比值将正比于频率的平方根而增长。由此显然可见，转子电阻的增加是相当急剧的。

由于转子电阻是谐波频率的函数．转子铜耗需对各次谐波单独计算。对于 k 次谐波即为

$$p_{2k}=mI_{2k}^{2}r'_{2k} \qquad (5-81)$$

式中　I_{2k}——转子的 k 次谐波电流（归算到定子边）；

r'_{2k}——相应于 k 次谐波的转子电阻（归算到定子边）。

非正弦电压下转子的总铜耗即为基波铜耗与各谐波铜耗之和，可写作

$$p_{2Cu}=m\sum_{k=1}^{\infty}I_{2k}^{2}r'_{2k} \qquad (5-82)$$

实际上谐波电流所产生的转子附加铜耗是许多异步电动机在非正弦电源下效率降低的基本原因。

2. 定子铜耗

定子绕组中谐波电流的存在亦导致铜耗的增加。但定子绕组的集肤效应一般远较转子绕组为弱，对于较小容量的电机有时可以忽略，此时定子的铜耗为

$$p_{1Cu}=mI_{1}^{2}r_{1}=m(I_{1}^{2}+I_{k}^{2})r_{1} \qquad (5-83)$$

式中第二项即为谐波电流所引起的附加铜耗。倘若电机容量较大，集肤效应不能忽略时，则可类似子转子对各次谐波所产生的铜耗分别计算，然后相加而得出总的定子铜耗。

3. 铁芯的谐波损耗

由于电源电压谐波的存在，电机铁芯的损耗也要增加。如前所述，定子的谐波电流在气隙中产生时间谐波磁势，该磁势与基波磁势有相同的极数，但以 k 倍的基波转速在正向或反向旋转。气隙中某点的磁通密度乃是基波磁势与谐波磁势共同作用的结果。由于谐波电压大部分被定子漏抗所吸收，故谐波气隙磁通（可表示为 $\Phi_{km}\approx\Phi_{1m}\cdot\frac{E_k}{E_1}\frac{f_1}{f_k}$）数值不大。在六段波电压下，合成的旋转磁密波形的峰值比基波的数值约大10%，这自然会导致铁芯损耗的增加。但在整个的铁耗当中，这部分增加的数值通常是很小的，甚至可以象空间谐波磁势所引起的损耗那样一起忽略掉。但是，一些附加的杂散损耗，诸如在谐波频率上由定子和转子的端部漏磁通、斜槽（鼠笼式转子）漏磁通所引起的杂散（附加）损耗有时却是可观的。这些损耗产生于定、转子铁芯的端面、压板、机座端部和铁芯表面及齿中。表 5 — 8 所列的算例表明，谐波引起的附加（杂散）损耗（5720瓦）甚至比附加铜耗还要大，这是值得注意的。至于其具体计算却不胜其繁，与电机的结构及所用材料密切相关，通常可按照基波所引起的杂散损耗进行近似计算。基波的杂散损耗通常亦并非具体计算的，对异步牵引电动机来说，一般可假定它为基波所消耗功率的0.5～1.0%，这个数值的具体选定应以相类似电机的实测数据为基础。而谐波杂散损耗的数值可用变换因数$\left(\frac{I_k}{I_1}\right)^{2}$、$\left(\frac{f_k}{f_1}\right)^{1.5}$由基波的杂散损耗求取。变换因数中的幂值是从实验得来的经验数值，也会在一定的范围内变化。

4. 电动机的效率

电动机谐波损耗的数值显然取决于所施电压的谐波成分，大的谐波电压将导致电机损耗的增加和效率的降低。但是，大多数静止逆变器都不输出低于 5 次的谐波，且其高次谐波都有很小的幅值，对于这样的输出波形，电动机效率的降低通常是不严重的。

前述对电动机各种损耗的计算或估计，基本上为50赫、六段电压波下电动机的相应实验所证实。对一台典型的中等容量的电动机来说，满载有效电流约比基波值大4%。若忽略集肤效应，电动机的铜耗即正比于有效电流的平方，此时谐波铜耗为基波铜耗的 8 %。考虑集肤效应而认为转子电阻平均增长三倍，作为最保守的估计，即谐波铜耗为基波铜耗的24%。倘若铜耗为电机总损耗的50%，则谐波铜耗使电机总损耗增加12%。

前已述及，谐波引起的铁耗及杂散损耗很难子计算。在六段波电压下，电压中高次谐波的成分相对较低，且谐波电压的较大部分被定子漏抗所吸收，谐波气隙磁通相应减少，故谐波引起的铁芯损耗仅是一个较小的数值，不超过基波铁耗的10%（表 5 — 8 的算例中仅为2.5%，考虑到计算的不准确而最后取值为7.5%）。但谐波漏磁所导致的杂散（附加）损耗却

可能是较大的，而该项损耗的数值范围变化较宽，不易估计。一般认为，六段波电压下电动机损耗的全部增量约为电机基波损耗的20%。这个电机损耗总增量的估算数值看来与实际情况是相近的。按此考虑，若电动机在50赫正弦电源下有90%的正常效率，则在六段波电压下效率将下降2%。

应当说明，如果电动机所施电压的谐波成分明显大于六段波形时，谐波损耗会显著增加，且可能大于基波损耗，这是应当注意的。对于某些漏电抗较小的电动机来说，情况尤为严重，此时则需要对电源波形加以改善（如采用十二段波电源）。另外，前已指出，异步电动机的谐波电流和损耗实际上与负载无关，故时间谐波的损耗可以通过正弦和非正弦电源下无载损耗的比较来确定。

四、谐波转矩

非正弦电源下，由于电动机的气隙中存在时间谐波磁势，从而产生附加的谐波转矩。而根据产生的具体原因和性质的不同，谐波转矩又可分为两种，即稳定谐波转矩和振动谐波转矩。下面分别予以讨论。

1. 稳定谐波转矩

稳定的或称恒定的谐波转矩是由同次数的气隙谐波磁通和谐波转子电流的相互作用而发出的。若气隙中包括基波在内共有 n 个旋转磁场，则会产生（$n-1$）个稳定谐波转矩。这些谐波转矩完全可以采用与基波相同的方法进行计算，亦即从相应的谐波等值电路来求解。

类似于基波转矩的推导，从图5—38(a)的 k 次谐波等值电路可直接写出 k 次谐波转矩为

$$M_k=\frac{pm}{2\pi k f_1} I_{2k}^2 \frac{r'_{2k}}{s_k} \qquad (5-84)$$

由于在正常的运行情况下，基波转差率 s 是很小的，所以利用式（5--73）求谐波转差率 s_k 时，可认为

$$s_k=\frac{k\mp 1}{k}$$

因此

$$M_k=\pm\frac{pm}{2\pi f_1} I_{2k}^2 \frac{r'_{2k}}{(k\mp 1)} \qquad (5-85)$$

式中前面的“+”号相应于与基波转矩同向的正向转矩，为有用转矩；“-”号相应于反向转矩，为制动转矩。转子的归算电流 I_{2k} 近似地可由图5—38(c)求得。但应注意，式（5—84）和（5—85）中的 r'_{2k} 值必须是考虑了集肤效应的相应数值。

电动机合成的电磁转矩应为基波转矩与谐波转矩的代数和。但是，一则由于这些谐波转矩本身的数值很小，另则由于正向和负向谐波转矩之间的相互抵消（譬如5次和7次谐波转矩在抵消后只剩一个极小的反向转矩），故实际上这种谐波转矩造成的电动机额定转矩的减少是微不足道的，通常可不予考虑。具体算例可见表3—8。

2. 振动谐波转矩

这种转矩是由不同次数的谐波磁通和谐波转子电流的相互作用而产生的。若气隙中包括基波在内有 n 个旋转磁场，则会产生（n^2-n）个振动转矩。而此中有着较大影响的转矩是由基波旋转磁场与谐波转子电流所形成的。例如5次谐波的定子电流在气隙中产生的5次谐波磁场以5倍的同步速度反向旋转，从而在转子中感应6倍基波频率的转子电流，而该转子电流与基波旋转磁场相作用即形成6倍基波频率的振动转矩。对于这个转矩可作如下的推导

并求得其数学表示式。

根据式（5—32）所示的电磁转矩的关系式，不难写出电机每相产生的转矩的瞬时值为

$$m_{A5-1}=\frac{p}{2\pi f_1}\sqrt{2}I_{25}\sin(5\omega t-\phi_2)\cdot\sqrt{2}E_2'\sin\omega t$$

$$m_{B5-1}=\frac{p}{2\pi f_1}\sqrt{2}I_{25}\sin\left[(5\omega t-\phi_2)+\frac{2\pi}{3}\right]\sqrt{2}E_2'\sin\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)$$

$$m_{C5-1}=\frac{p}{2\pi f_1}\sqrt{2}I_{25}\sin\left[(5\omega t-\phi_2)-\frac{2\pi}{3}\right]\sqrt{2}E_2'\sin\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right)$$

式中 I_{25}——转子5次谐波电流的归算值；

E_2'——基波转子电势的归算值；

ϕ_2——$\omega t=0$时以上电流与电势的相位差，可根据基波向量图和谐波向量图求出。

式中m下标的第一个字母为相标；第二个数字为谐波电流次数；第三个数字为基波磁通。

利用三角关系式$\sin\alpha\ \sin\beta=\frac{1}{2}[\cos(\alpha-\beta)-\cos(\alpha+\beta)]$可将以上三式化为

$$m_{A5-1}=\frac{p}{2\pi f_1}I_{25}E_2'[\cos(4\omega t-\phi_2)-\cos(6\omega t-\phi_2)]$$

$$m_{B5-1}=\frac{p}{2\pi f_1}I_{25}E_2'\left[\cos\left(4\omega t-\phi_2+\frac{4\pi}{3}\right)-\cos(6\omega t-\phi_2)\right]$$

$$m_{C5-1}=\frac{p}{2\pi f_1}I_{25}E_2'\left[\cos\left(4\omega t-\phi_2+\frac{2\pi}{3}\right)-\cos(6\omega t-\phi_2)\right]$$

该三式相加即得电动机相应的谐波振动转矩（瞬时值）为

$$m_{5-1}=-\frac{3p}{2\pi f_1}I_{25}E_2'\cos(6\omega t-\phi_2)$$

$$=\frac{3p}{2\pi f_1}I_{25}E_2'\cos(6\omega t+\pi-\phi_2)\qquad(5—86)$$

7次谐波的定子电流在气隙中产生的7次谐波磁场以7倍同步速度正向旋转，也在转子中感应6倍基波频率的电流，从而与基波磁场一起形成6倍基波频率的振动转矩。通过类似的推导，不难求得其瞬时值表示式为

$$m_{7-1}=\frac{3p}{2\pi f_1}I_{27}E_2'\cos(6\omega t-\phi_2)\qquad(5—87)$$

振动转矩m_{5-1}和m_{7-1}是两个同周期的时间函数，它们均以6倍的基波频率在波（振）动。二者的ϕ_2角通常是不相同的，且它们的相位还相差180°，因而它们的一部分相互抵消。

类此，11次和13次定子谐波电流与基波磁场将产生12次谐波振动转矩，进而可以推广到任意次定子谐波电流与任意次时间谐波磁场所形成的振动转矩，其振动频率可以从电流和磁场谐波次数的差别推算出来（谐波电流和磁场以其转向加正负号）。如

$$m_{11-13}=|(-11)-(+13)|=24\text{倍基波频率}$$

$$m_{7-11}=|(+7)-(-11)|=18\text{倍基波频率}$$

在六段波电压下，6倍基波频率的振动转矩占绝大的比例，由表5—8的算例亦可清楚看出。这里应着重指出，对应于每个谐波振动转矩，由于频率和ϕ_2角的不同，所以合成的振动转矩必须用几何方法相加（然而，同频率的振动转矩ϕ_2角多近乎相等，而可用代数相加）。振动转矩与基波转矩相迭加，使电动机发出的总转矩产生脉动，如图5—42所示。但由于振动转矩本身的平均值为0，故一般说对电动机稳态转矩的大小无甚影响，且转子的惯性也使

这种脉动大为敷平。在一定的基波频率下，尽管对应于不同的运行方式，基波磁通（或E_2'）或谐波转子电流会随负载（或转差率s）的变化而有某些变化，但在通常情况下，实际上可近似认为振动转矩的幅值与负载无关（在六段波电压下，振动转矩的幅值约为满载转矩的10%），故在低速和低转矩输出的状态下，振动转矩的影响显然增大。这里同时指出，由静止逆变器供电时，在低频时的换流过程或者在脉宽调制的较低开关频率上，电动机的转矩尤其会出现较大的脉动。这种低速下的振动转矩。会使电动机的旋转角速度发生变化，出现转速的较强烈振荡，这在变速调节系统中是不希望的，为此往往不得不对最低速度加以限制。当然，该限制速度与旋转系统的惯性有关。另外，转矩的脉动可以用改善电压波形（如十二段波供电）或采用高频率脉宽调制的办法使之减小。

基波和谐波损耗的计算比较表　　表5—8

		基　波	5次谐波	7次谐波	11次谐波	13次谐波
频率f	（赫）	80	400	560	880	1040
每相电压U	（伏）	1300	260	185	118	100
旋转方向		+	−	+	−	+
转差率s		0.0061	1.2	0.858	1.09	0.925
转差频率f_s	（赫）	0.49	480	480	960	960
同步速率n_1	（转/分）	2400	12000	16800	26400	31200
定子电阻r_1	（欧）	0.039	0.09	0.14	0.285	0.362
转子电阻r_2'	（欧）	0.0167	0.113	0.113	0.16	0.16
电动机电阻r_1+r_2'	（欧）	0.0557	0.203	0.253	0.445	0.522
定子漏抗x_1	（欧）	0.59	2.95	4.12	6.5	7.68
转子漏抗x_2'	（欧）	0.38	1.16	1.63	2.5	2.97
总漏抗x_1+x_2'	（欧）	0.97	4.11	5.75	9.0	10.65
定子电流或短路电流	（安）	440	63	32	13	9.4
转子铜耗	（瓦）	9212	1340	347	81	43
总铜耗	（瓦）	31834	2420	775	226	139
	（%）	（100）		3560(11.2)		
感应电势E_2'	（伏）	1200	73	52	33	28
	（电压U的%）	（92.5）	（28）	（28）	（28）	（28）
基波转矩M_1	（公斤-米）	611	−	−	−	−
谐波转矩M_n	（公斤-米）	—	−0.091	+0.0236	−0.00275	+0.00142
				−0.06873		
振动转矩M_{1-n}（幅值）	（公斤-米）	—	92	48	19	13.7
时间函数			$\cos(6\omega t+\pi)$	$\cos 6\omega t$	$\cos(12\omega t+\pi)$	$\cos 12\omega t$
气隙磁通ϕ_m	（10^6麦克斯韦）	7.45	0.0905	0.046	0.0185	0.0133
气隙磁通密度B_δ	（高斯）	6450	77.5	40	16	11.4
	（%）	100	(1.2)	(0.62)	(0.25)	(0.178)
定子轭磁通密度B_j	（高斯）	11500	312	143	64	46.5
铁耗p_{Fe}	（瓦）	10067	125	45	20	10
	（%）	（100）		200.3=600(6)		
杂散损耗p_δ	（瓦）	15300	3500	1420	483	326
	（%）	（100）		5720(37.4)		
总损耗Σp（不包括机械损耗）（瓦）		57201		3880		
	（%）	（100）		（17）		

综上所述，异步电动机在非正弦电源下运行时，除去基波成分之外，还有若干不同振幅

和频率的电流及磁通谐波。这些谐波将引起电动机的附加铜耗和铁耗，损耗的总增量约为基波损耗的20%，它会导致电机温升的提高并使效率降低2%左右。这些谐波同时又产生稳（恒）定的谐波转矩和振动的谐波转矩，恒定谐波转矩的影响可以忽略，振动转矩约为额定转矩的5～10%，其主要影响是使电动机发出的转矩产生脉动，从而造成电动机转速（主要是低速时）的振荡。适当增加电动机的漏感抗，则可以将电动机的谐波电流限制在给定的极限范围之内。这里应当指出，上面着重分析的是六段波电压型逆变器供电的情况，当采用电流型逆变器向电动机供电时，基本情况相似，只是谐波铜耗略有增大，且振动谐波转矩的数值会随负载电流而变化。这里不再进行具体分析。

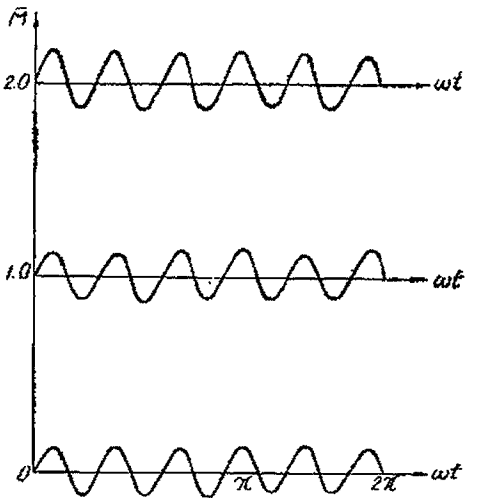


图5—42　六段波电压下，异步电动机在空载、额定转矩和两倍额定转矩时的转矩脉动

最后，为便于分析比较非正弦电源下，异步电动机有关参数的变化，表5—8援引了一个计算实例。该实例中的三相鼠笼式异步电动机由六段波电压型逆变器供电，电动机的额定功率为1145千瓦，电压范围为0～1300伏，频率为0～80赫。分析该表可对电动机中谐波的影响有较清晰的数值概念。

§5—7　异步牵引电动机的结构及设计特点

异步牵引电动机的结构可参见图5—43及图5—44。就其外形来看与一般的直（脉）流牵引电动机相近，所不同的是异步牵引电动机不需要换向器观察孔。另外，由于异步牵引电动机的定子轭由硅钢片叠成，故其机座多采用钢板焊接结构，而不象直(脉)流牵引电动机那样采用定子轭与机座会为一体的铸钢结构。就内部结构来说，异步牵引电动机与普通的异步电动机基本相同。但为了节省轴向空间，异步牵引电动机不采用径向通风道而采用轴向通风道。另外，由于异步牵引电动机悬挂在机车转向架上，运行时需承受强烈的振动，因而迫使它不得不取用此普通异步电动机为大的空气隙，通常为1.5～2.5毫米。较大容量的异步牵引电动机其定子槽一般采用开口型，从而可用成型绕组以获得良好的绝缘性能，增加运行的可靠性。当然，采用开口槽对于提高电动机的起动力矩和过载能力亦有好处。然而为了减小磁化电流，定子槽有时亦制成半闭口型的。转子通常采用闭口槽，其鼠笼绕组用铝或铜（4%）硅铝合金铸成。但当电动机功率较大时（1000千瓦以上）则采用铜材料制成。为了改善起动性能，转子槽有时做成深槽式，但由于变频调节的异步牵引电动机都采用低频起动，实际上起动时的集肤效应很小，这时转子绕组有效电阻的增加和漏电感的减小作用已极不明显，故从磁路饱和及结构简单的理由考虑，多采用一般的矩形（或槽底为半圆形的矩形）槽。当电机功率较大时亦采用梯形槽。异步

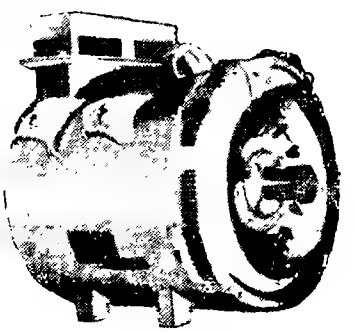


图5—43　异步牵引电动机的外形结构

牵引电动机一般不用斜槽的转子。

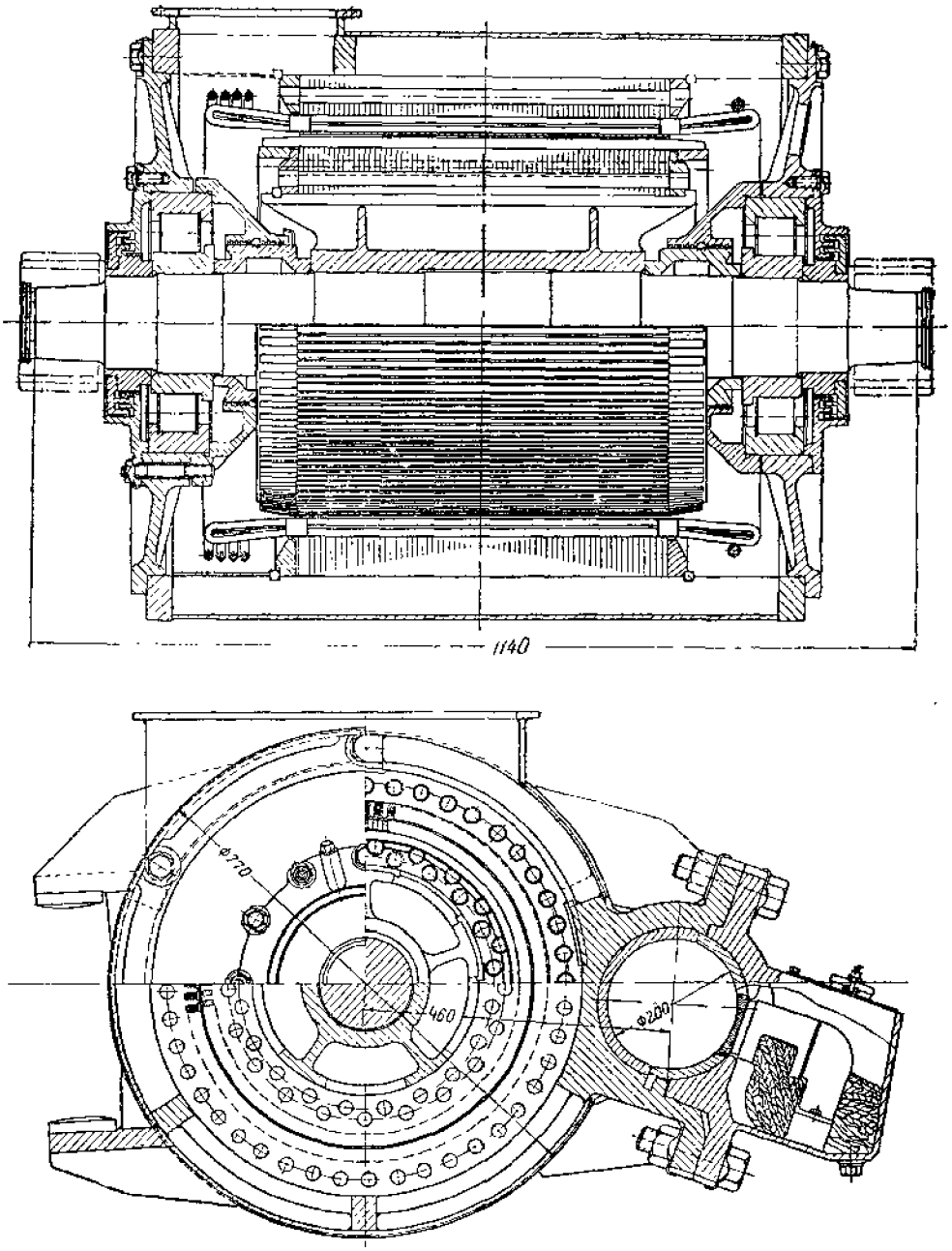


图 5—44　异步牵引电动机的剖面图

异步牵引电动机的工作条件与一般的异步电动机不同。一般的异步电动机是在一定的频率、电压和磁通下工作的。而异步牵引电动机却经常工作在变化的频率、电压和磁通下，同时机车牵引的性质要求它在宽广的调速范围内有较高的过载能力。异步牵引电动机的工作特点决定了它有以下的设计特点。

一、异步牵引电动机的设计特点

1. 普通的非牵引用异步电动机，仅对其额定工作状态进行计算即可。然而在设计异步牵引电动机时，仅限于计算某一个工作状态是不够的，因为在另外的工作状态下，电动机未必能够满足必需的要求。例如当频率和磁通变化时，电机的参数和磁化电流变化，相应地电机的特性、功率因数和过载能力都会发生变化。另外，考虑到异步牵引电动机不受换向条件的限制，其计算功率在高速时可以完全被利用，在恒功调节时，其转矩的变化反比于频率亦即速度变化。但是恒功特性的获得与调节方式有关，不同的调节方式所要求的牵引电动机的尺寸不同，且与逆变器的设计是紧密相联的，正如前面曾介绍过的最大逆变器最小电动机和最小逆变器最大电动机方案那样。所以电动机的设计不能脱离开整个传动系统的技术经济指标来考虑。固然，在实际的设计中，要想在所有的工作状态都获得良好的性能指标是不可能的，但作为设计方案对不同工作状态下的性能指标有一个综合的分析比较，以求得到一个合理的折衷方案却是很必要的。

2. 异步牵引电动机按连续（长时或持续）定额进行设计计算，而不同一般直（脉）流牵引电动机所常用的小时制定额进行计算。

牵引电动机的功率可根据下式求出

$$P=\frac{FV}{367}\quad(\text{千瓦}) \tag{5—88}$$

式中 F——机车每对轮缘上的牵引力，公斤；

V——机车运行速度，公里/小时。

牵引力是根据机车每个轮对对钢轨的压力和粘着系数求得的。为了使设计的牵引电动机充分满足机车运行性能的要求，而又有良好的技术经济指标（考虑到整个传动系统），在设计之初可以按照表 5—9 列出的不同工作状态进行分析计算，结合调节方案选出电动机的较佳额定值。

表 5—9

参数 \ 机车速度	V_1	V_2	V_3	V_4
粘着系数				
牵引力（公斤）				
牵引电动机功率（千瓦）				
频率（赫）				
牵引电动机转矩（公斤·米）				
牵引电动机转速（转/分）				

表中牵引电动机的转速 n 和转矩 M 分别按下式确定

$$n=5.3\mu\frac{V}{D_d}\quad(\text{转/分}) \tag{5—89}$$

式中 μ——齿轮传动比；

D_d——机车动轮直径，米。

$$M=975\frac{P}{n}\quad(\text{公斤·米}) \tag{5—90}$$

3. 一般说来，高功率带换向器的牵引电动机的最大传动比将受到换向器所允许的圆周速度及电抗电势的限制，而异步牵引电动机的传动比却不受上述因素的限制，且通常只取决于小齿轮所允许的最少齿数（见第十章表10—2），所以异步电动机有可能选用较高的传动比。在单级正齿轮传动时，一般牵引电动机的传动比不超过4，而异步牵引电动机的传动比则会大于4，如前述的算例中传动比即为4.35。E120型机车的传动比更高达4.82（人字齿轮传动）。

4. 异步牵引电动机的端电压通常不作规定，而是按照电动机的功率和逆变器的型式选择最优的数值。一般认为，选择电动机线电压的伏数等于电动机容量的千伏安数是适宜的。已设计并制成的典型电动机的经验是，电动机的端电压为500～1200伏。较小的数值用于电动车辆和内燃机车，大的数值则用于电力机车的牵引电动机。在选择牵引电动机的端电压时，参考制成的运行性能良好的牵引电动机的设计经验是很重要的。

5. 异步牵引电动机的极数和频率是一起考虑的。由机车的最高运行速度决定牵引电动机的最高转速（传动比已知），即

$$n_{max}=5.3\mu\frac{v_{max}}{D_d}$$

式中 v_{max}——机车的最高速度，公里/小时。

牵引电动机的最高频率为

$$f_{max}=\frac{pn_{max}}{60} \qquad (5-91)$$

可见，最高频率f_{max}的选择与电动机的极对数p有关。极数较少时，定子绕组的端接尺寸较长致使电机总长度增加。另外，定子轭的尺寸亦由于磁通的增加而加大，从而使定子铁芯外圆又会变大。但是极数较多时，相应的供电频率要提高，而频率的提高受到逆变器工作可靠性的限制，从逆变器的重量、尺寸和损耗的角度来说亦不希望频率太高。一般的可控硅静止逆变器在最高输出电压时，其最高频率不应超过200赫。因此，在选择电动机的频率和极数时，应使电动机和逆变器二者均较合适。

异步牵引电动机的极数一般取为$2p=4$、6、8极。通常4极电动机能得到较好的效果。电动机的功率较大时，可选用较多的极数。

6. 对于现代机车来说，每根动轴上牵引电动机的功率大致有如下的数值：对于电动车辆为250～300千瓦；对于干线内燃机车为400～600千瓦；对于干线电力机车为900～1200千瓦。相对于牵引电动机在车底的有限安装空间来说，上述的功率已迫使异步牵引电动机取用较高的电磁和机械负荷。此外，对于静止逆变器供电的异步电动机来说，由于电源的非正弦形引起损耗的进一步增加。因此，要求异步牵引电动机使用高质量的磁性材料和高的绝缘等级，并有良好的强力通风装置。

7. 设计的异步牵引电动机的起动转矩一般应满足

$$M_q/M_N\geqslant 1.8\sim 1.9 \qquad (5-92)$$

这里M_N为电动机的额定转矩，M_q是按照粘着条件起动所发出的转矩，即

$$M_q=T_0\psi D_d/2\mu \text{（公斤·米）} \qquad (5-93)$$

式中 T_0——机车每个轮对对钢轨的压力，公斤；

ψ——起动时的粘着系数。

从稳定性考虑，牵引电动机最大转矩对起动转矩的储备裕量应为15～20%，即$M_m/M_q=1.15\sim 1.20$。

在额定电压和频率下，牵引电动机的过载能力应达到

$$M_m/M_N=1.6\sim2.0 \qquad (5-94)$$

在相应于机车最高速度的频率下，该数值不应小于1.25。

8. 在电压型逆变系统中，为了抑制谐波电流希望电动机的设计有较大的漏抗。

但在电流型逆变系统中，由于电动机的绕组漏电感是换流电路电感的一部分，直接参与换流过程。为了减小换流时产生的过电压，或使换流电容的数值不要过大，则希望牵引电动机的设计有较小的漏抗。

二、基本尺寸和电磁负荷

牵引电动机的外部尺寸受到机车动轮直径、轮对内侧距离和电动机机座到钢轨顶面的最小允许距离的限制。

牵引电动机最大的机座外径可以参照第十章公式（10—22）求出。对异步牵引电动机来说，在定子铁芯的外径D_a和内径D_i之间可采用下面的关系

$$D_a=D_i\left(1+\frac{1.25}{p}\right)\text{（毫米）} \qquad (5-95)$$

机座外径D_j和定子铁芯外径D_a之间的比例关系约为$D_j/D_a=1.1$，按此关系可以找到由电动机在转向架上的安置条件所决定的最大可能的定子铁芯内径为

$$D_i\leqslant1.82\left[\frac{D_d-2h_Z}{2}\left(1+\frac{1}{\mu}\right)-\frac{d_0}{2}\right]\frac{p}{p+1.25} \qquad (5-96)$$

式中 h_Z——大齿轮节圆至轨顶的距离（毫米）；

d_0——机车轮轴直径（毫米）。

最大可能的定子铁芯长度l_a与电动机的极数有关，因为极数决定绕组端接部分的长度，在规定的轨距下，该端接部分的长度自然影响到l_a的尺寸选择。作为初步的选择，可以在确定某一定子内径D_i之后根据气隙磁通密度（图5—45）求出相应的铁芯长度l_a，然后作进一步的核算。

这里着重说明，电动机主要尺寸D_i和l_a的最后确定取决于气隙磁通密度B_δ和定子线负载A的大小。同时B_δ和A的比例关系也将决定异步牵引电动机的工作和起动特性，对功率因数$\cos\varphi$和过载能力均有影响。

根据式（5—21）可将磁化电流以标么值表示为

$$\overline{I}_{mr}=\frac{I_{mr}}{I_{1N}}=\frac{pB_\delta 2\delta_e k_{II}}{m\frac{\sqrt{2}}{\pi}W_1k_{W1}\mu_0 I_{1N}} \qquad (5-97)$$

由于

$$\frac{mW_1}{p}=\frac{A\tau}{I_{1N}} \qquad (5-98)$$

式中 τ——电机的极距。

将式（5—98）代入式（5—97），则得

$$\overline{I}_{mr}=1.78\frac{k_{II}\delta_e B_\delta}{k_{W1}\tau A} \qquad (5-99)$$

由该式可见，随着B_δ的增大和A的减小磁化电流增加，功率因数$\cos\varphi$降低。另外，极数较多的电动机极距τ较小，因而会有较大的磁化电流和较小的功率因数。

异步电动机的最大转矩和起动转矩均与电动机的漏抗有关。漏抗越大，上述转矩越小，

过载能力亦越低。前面式（5—77）所示总漏抗的标么值为

$$\overline{x_s}=\frac{I_N(x_1+x_2')}{U_N}$$

由于线负载正比于电流，而磁通密度正比于电压，所以

$$\overline{x_s}=\frac{I_N(x_1+x_2')}{U_N}=A\frac{A}{B_\delta} \qquad (5-100)$$

式中　A——表示漏磁特性的系数。

该式表明，电机漏抗的标么值正比于A而反比于B_δ，为了使电动机有较大的过载能力，亦即有较大的最大转矩，应当选取较大的B_δ和较小的A值。但对于电压型逆变器供电的电动机来说，为了减小谐波电流，却希望电动机有较高的$\overline{x_s}$值，亦即应当取较小的A和较大的B_δ值。这与电动机最大转矩的要求是不一致的，或者说，$\overline{x_s}$的取值将受到转矩和谐波电流两方面因素的制约，在设计电动机时应协调考虑。

异步牵引电动机B_δ和A的数值，对应于不同的极对数和极距大致可按图5—45所示的曲线选取。

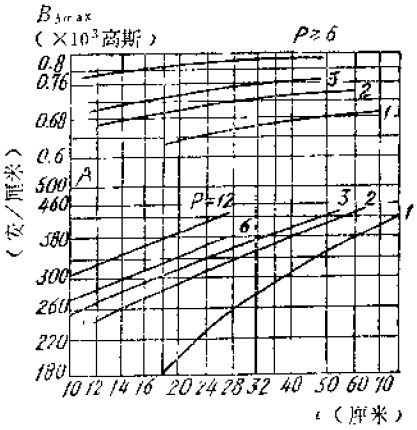


图5—45　气隙磁通密度B_δ和线负载A与极距τ的关系

当额定频率达到70赫时，磁路各铁磁区段的磁通密度可按表5—10所给的数值选取。

异步电动机的磁通密度　　表5—10

磁路区段	定子轭	定子齿（槽底截面）	转子齿（最窄截面）	转子轭
磁通密度（高斯）	10000～15000	13000～17000	14000～16000	1000～16000

应当说明，上面所给电磁负荷的数值大半还是基于一般异步电动机的资料给出的，对于现代高度利用的牵引电动机，尤其是大功率的牵引电动机来说，电磁负荷的数值一般要比上述数值要高。通常认为，在定子绕组的电流密度为6～7安/毫米²时，线负载可选600～700安/厘米，空气隙的磁通密度则可选8000～10000高斯。总之，图5—45的曲线和表5—10所给的数值仅作为电机设计时的初步参考值，而电磁负荷的最终确定还应参照已制成牵引电动机的经验，这在当前异步牵引电动机的设计经验尚不丰富的时候尤其重要。

第六章　可控硅无换向器电动机

在工业大功率变速电力拖动中，特别是在铁路运输用的电传动机车上，大都采用各种型式的直流电动机，因为这种电机具有优越的调速性能和工作特性。但是直流电动机具有机械换向器和电刷结构，存在着由“换向”引起的许多技术问题，这不仅给制造和运行增加了困难，而且电机设计也遇到了障碍，使得直流电动机在单机容量、电压等级和转速等方面很难进一步提高。

可控硅无换向器电动机是近年来世界上正在迅速发展着的一种新型的无级变速电机，它原则上是由同步电机和一组可控硅逆变器组成的，并以可控硅和转子位置检测器来代替直流电动机的换向器和电刷装置。这种电机结构简单、控制方便，兼有直流电机特性优越和交流电机运行可靠等优点。

本章将结合机车牵引特点，介绍可控硅无换向器牵引电动机的基本原理、典型线路及控制方式；分析该电机的电磁关系和工作特性；并简要地讨论一下设计中的有关问题。

§6—1　可控硅无换向器电动机的原理

一、可控硅无换向器电动机的构成

可控硅无换向器电动机系由一组可控硅逆变器和一台同步电机所组成，如图6—1所示。在电机转子上装有一个位置检测器，由它测出定子和转子的相对位置，并产生相应的触发信号，经逻辑分配和放大后去控制可控硅逆变器。逆变器的频率由位置检测器控制，并保持定子电枢磁势和转子励磁磁势之间夹角在一定范围内周期变化，使同步电动机稳定地输出力矩。

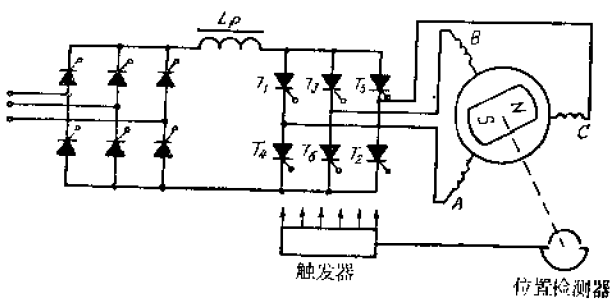


图 6 — 1　可控硅无换向器电动机原理图

从工作原理上说，由逆变器、同步电机和位置检测器三者组成的无换向器电机，其控制性能与直流电机完全相似，只要简单地改变电机电压或磁场电流，即可在广阔的范围内进行调速。

从电机结构上看，它和普通三相同步电机完全一样，所不同的是定子电流频率是由转子转速来决定的。为了在称呼上和变频异步电动机对应，可控硅无换向器电机又称同步型无换向器电机或自调频同步电机。为了说明可控硅无换向器电机的工作原理，可将它和直流电机作一对比。我们知道，直流电机电枢元件中的感应电势和实际通过的电流是交变的，通过换向器和电刷的作用，一方面完成和外电路交直流的转换，同时使得电枢磁势 F_a 和励磁磁势 F_0 互相垂直，参图 6 — 2（a）。这两个磁势的垂直关系，使得电动机总是以最大转矩状态

运行。如果将直流电机的换向片减少到三片，做成如图 6 — 2（b）所示，则除了电机转矩波动较大一点之外，其它并无变化。可控硅无换向器电机（图 6 — 2 c）与具有三个换向片直流电机原理基本相同，只是调换了电枢和磁极的位置。根据不同的转子位置，以一定的次序打开和关闭可控硅元件，能使电枢磁势和励磁磁势保持一定的相对位置，这两个磁势的相互作用，使得电机获得旋转力矩。通过上面的比较可知：从电枢磁势和励磁磁势之间的相互作用来看，可控硅无换向器电机和直流电机一样，本身都是一台同步电机。只是直流电机中加的是一个机械变流器——换向器，在电动机情况下，换向器起着逆变器作用，相反地，在发电机情况下，换向器起着整流器作用。而可控硅无换向器电机是用可控硅组成的半导体逆变器来代替。直流电机中的电刷不仅起着引导电流的作用，而且电刷的位置决定着电枢电流换向的地点，即电刷起着电枢电流换向位置的检测作用。在可控硅无换向器电机中是用无接触式的转子位置检测器来代替。

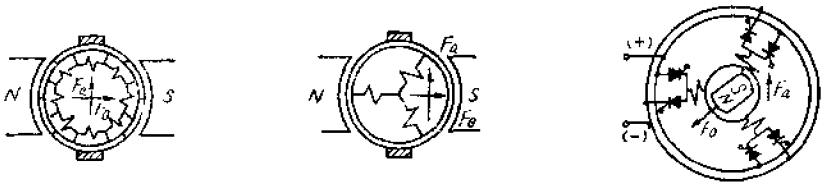


图 6 — 2　直流电机与可控硅无换向器电机的比较

所以，可控硅无换向器电机和普通直流电机具有完全相同的调速特性，在特性分析时可以按照直流电机方法处理。但是，电动机的内部物理过程和一般同步电机一样，故电机结构和参数必需按同步电机的要求设计。

根据图 6 — 2（c）所示的可控硅无换向器电机的模型，为了进一步说明电机旋转磁势的产生，在图 6 — 3 中表示了电枢磁势的几种基本情况。

二、旋转力矩的产生

可控硅无换向器电动机的电枢绕组一般采用三相绕组，逆变器通常采用桥式联接法，如图 6 — 3 所示。为了说明电枢旋转磁势的形成和电机力矩的产生，讨论下面几种基本情况。

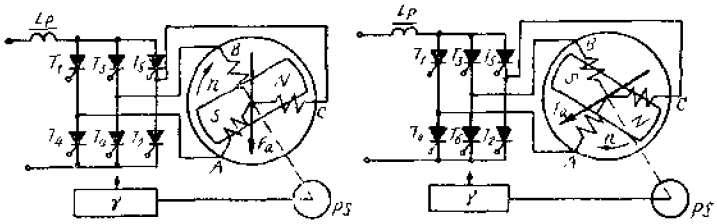


图 6 — 3　可控硅无换向器电动机转矩的产生

当转子处于图 6 — 3（a）的位置时，通过位置检测器送出信号，使可控硅 T_1、T_6 导通，电流经 $T_1 \rightarrow A$ 相绕组 $\rightarrow B$ 相绕组 $\rightarrow T_6$ 流通，此时电枢磁势 F_a 和励磁磁势 F_0 相位差为 $2\pi/3$，如转子顺时针旋转使 F_0 和 F_a 相差为 $\pi/2$ 时，电机产生最大转矩。当转子继续旋转到达 F_0 和 F_a 相位差为 $\pi/3$ 时，由位置检测器发出信号，使可控硅 T_2 触发 T_6 阻断（阻断的方法在换流一节中介绍）。此时电枢电流转换为由电源正端 $\rightarrow T_1 \rightarrow A$ 相绕组 $\rightarrow C$ 相绕组 $\rightarrow T_2 \rightarrow$ 电源负端，F_a 瞬刻转过 $\pi/3$，到达如图 6 — 3（b）所示的位置，此刻 F_a 和 F_0 的相位差又变为 $2\pi/3$。

以后每转60°就重复一次，使F_0和F_a的相位差经常保持在$2\pi/3 \geqslant \varphi \geqslant \pi/3$下运转。也就是说，每当磁极转动$\pi/3$，电动机定子中就产生一种转换的（旋转的）电枢磁势，该磁势在和励磁磁势相互作用下产生转矩，使得电动机能够连续运转。

表6—1表示了电枢电流的方向与可控硅开通次序的对应关系。

电枢电流方向与可控硅开通次序对应表　　表6—1

时间（电角度）	0°		120°		240°		360°
电枢绕组电流方向	$A\rightarrow B$	$A\rightarrow C$	$B\rightarrow C$	$B\rightarrow A$	$C\rightarrow A$	$C\rightarrow B$	
（+）侧导通的可控硅元件	T_1		T_3		T_5		
（-）侧导通的可控硅元件	T_6	T_2		T_4		T_6	

由表可以看出：

1. 电机每相绕组流通电流的时间是120°电角，关闭时间60°电角，然后电流反向流通120°电角，再关闭60°电角，且三相绕组按次序导通。

2. 在一个周期内每个可控硅元件导通120°电角，关闭240°电角。转子旋转一周，可控硅依次触发一次，每相绕组电流交变一次，保证转动磁场与转速同步。

3. 该电机的电枢磁场是一步进磁场，在这种状态下，使得电枢磁势和励磁磁势之间的夹角在一定范围内重复变化。因此，可控硅无换向器电动机的力矩有较大的脉动。

§6—2 可控硅无换向器电动机的传动系统

可控硅无换向器电动机的传动系统在原理上可以采用两种不同的方式。一种称为交-直-交系统，它是将交流电源经过整流变为直流，然后再由可控硅逆变器转变为频率可变的交流电，以实现同步电动机的调速。另一种是所谓交-交系统，它是利用可控硅变频器直接把固定频率的交流电源，变换为对应于电动机转速的另一频率的三相电源供给同步电机。这两种系统各有其优缺点。一般来讲，有直流环节的传动系统其线路比较简单，所需的可控硅数量较少，且不需要快速可控硅。但是，这种系统的电动机在低速运行时、特别在起动时，逆变器的自然换流有困难，必须采用强制换流，这一点不如交-交系统直接变频的方式优越。因为后者可以利用电源换流，且具有易于起动、并能获得较大起动转矩等优点。

一、基本线路及系统工作状态

（一）交—直—交系统

图6—1表示出有直流环节的无换向器电动机传动系统的原理图。主电路由两个主要部分构成：即接于电网侧的三相（或单相）的整流电路和接于负载（电动机）侧的三相逆变电路。中间直流环节接入平波电抗器L_p，用以减少电流脉动。电动机采用三相凸极式同步电机，定子采取Y接法，其励磁绕组由单独的桥式整流器供电。控制系统主要包括一个转子位置检测器PS，一个γ脉冲分配器和一组逆变触发放大器。转子位置检测器和同步电机同轴相联。根据转子位置的不同PS发出相应的信号。这些信号经过γ角控制逻辑线路分配到相应的触发放大器，放大后去触发逆变器桥臂，从而保证逆变器的输出频率与电动机转速相适应，并按照一定的顺序轮流向同步电机三相绕组供馈方波电流。下面简要的分析一下系统的

工作过程。先假定电动机已经旋转起来，且电动机某相绕组桥臂的可控硅（譬如T_6）已经触发，同时规定电流从绕组端子流向中点为正电流，反之称为负电流。当转子旋转到某一位置的时刻为t_1时，位置检测器发出信号γ_1，可控硅T_1触发导通，电流经A相绕组为正向电流I_A^+，而流经B相绕组为负向电流I_B^-。I_A^+和I_B^-都是幅值等于I_d的方波电流。当转子继续转动60°电角之后，位置检测器发出信号γ_2，C相桥臂T_2触发，T_6导通转为T_2导通，则经A相绕组仍为I_A^+，经流C相绕组为负向电流I_C^-。如果这样继续下去，即每隔60°电角按次序发出触发信号γ_1，$\gamma_2\cdots\gamma_6$，$\gamma_1\cdots$，那么供给同步电机各相电流如图6—4所示。显然，在电动机各相绕组中流通的是宽度为120°电角的、相位移也是120°电角的方形波电流。

当电动机需要反方向运转时，无需改变主电路的接线，而只是根据指令讯号并借助转子位置检测器、经过逻辑控制来改变逆变器中可控硅的导通次序即可。反向旋转和正向旋转一样，位置检测器不仅能保证逆变器的输出频率和电动机旋转速度相适应不致产生失步现象，并且保证电枢磁场和励磁磁场之间保持必要的相对关系，以产生反向转矩。

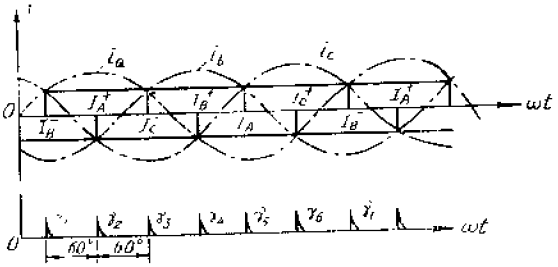


图6—4　逆变器导通顺序图

这种系统的电动机其速度调节非常简单。因为可控硅无换向器电动机的本质是把直流电动机的换向器和电枢与定子励磁磁极相互置换位置，用位置检测器和可控硅逆变器来代替电刷和换向器的作用，结果，电机工作原理并无变化。再之该系统逆变器的输入端有独立的直流环节，以及具有单独的磁极励磁。因此，只要改变电动机直流环节的电压、或者改变转子的励磁电流，就可以很方便的调节电动机的转速，使其获得和直流电动机一样的牵引特性和电制动特性。它作为牵引电动机无疑是理想的。

（二）无换向器电机中逆变器的换流

在无换向器电机中用可控硅逆变器代替了一般直流电机的机械换向器，从而根本上消除了直流电机存在的换向问题，但是却出现了可控硅逆变器的换流问题。大家知道，可控硅在承受正向电压情况下触发导通以后，即使去掉触发信号，可控硅不能自行关断而仍然保持导通状态。为了关断可控硅元件，必需把可控硅电流减少到零，或者施加反向电压。一般来说，使应该导通的可控硅导通，并把先前导通的可控硅关断，这种电流的转换称为“换流”。当可控硅接于交流电源作整流器运行时，由于电源本身是交变的，可控硅关断一般是没有问题的。但作为逆变器运行时，电源电压极性不变，故为了关断可控硅就必须采取特别的措施。换流是变流电路的中心环节，只有保证可靠的换流，才能保证系统稳定运行。关于换流的一些理论和实践，在不少文献中都有专门论述。这里仅结合可控硅无换向器电动机的运行特点，对怎样实现换流作一扼要的介绍。

1．自然换流

所谓自然换流，就是利用电动机感应电势作为反向电压来进行可控硅之间的换流。在可控硅无换向器电机中，由于其转子是独立励磁系统，电机运行时它本身能够产生旋转电势，我们可以不用任何电容器之类的辅助设备，直接利用在相绕组中产生的反电势来进行换流，即实现电枢电流的自然换流作用，这是这种电机的一个优点。

逆变线路实现自然换流的原理图如图 6 — 5 所示。为清晰起见，线路只画了正在换流的一部分。假定可控硅T_1、T_2导通，电流由（+）端流经T_1→A相→C相经T_2流至（-）端。当电流由A相流入换至B相流入时，T_3开始导通，T_1应该关断，为了能把T_1及时关断，可以利用加在T_1上的反电势e_A。电机三相反电势的波形图示于图 6 — 6（a）。如果在A相反电势e_A和B相反电势e_B相等时刻（K点）触发T_3，因为加在A、B两点的电压$u_{AB}=0$，

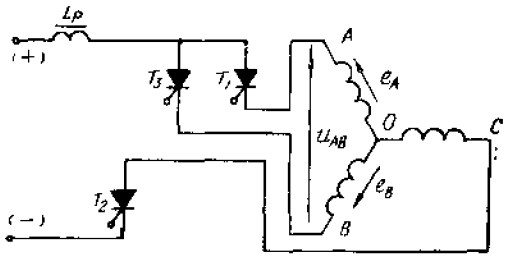


图 6 — 5　自然换流原理图

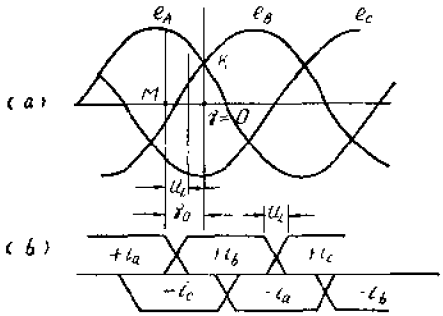


图 6 — 6　空载超前角及换向重叠角

T_1无法关断，以至换流未能成功。如果T_3的导通时刻从两相电势交点K适当提前一个角γ_0，例如图中的M点，因为在M点的$e_A>e_B$，反电势$e_{AB}=e_A-e_B$之值为正。当可控硅T_3触发时，反电势e_{AB}作为反向电压加于T_1上而使其关断。因此，利用反电势自然换流的条件是需要有一定的换流超前角γ_0。由于换流回路存在电感，换流不能瞬时完成，B相电流上升到最大值和A相电流衰减到零必有一个过程，这段时间对应的电角u_L称为换向重叠角。重叠角u_L取决于电机回路电感及电机负载。如果忽略可控硅关断时间，则换流极限条件为：$\gamma_0-u_L>0$。在实际应用中，当采用反电势换流时，通常取$\gamma_0=60°$左右。应该提到的是：在三相逆变器供电情况下，$\gamma_0=60°$时电机转矩的脉动成分较大。但是在电动机高速运转时，由于转动部分机械惯性作用，这种电磁转矩的脉动，在速度变化上是反映不出来的。可是在低速运行时，这样的转矩脉动会使电机速度发生波动。特别是在起动时，若使$\gamma_0=60°$，因转子在某些位置上转矩为零而无法起动。因此，超前角$\gamma_0=60°$不适宜于起动和低速运行。同时考虑到起动和低速运行时电机反电势较小，利用它进行自然换流也有困难。所以，通常在起动和低速运行时，需采用相应的强制换流措施。为保证在任何运行状态下换流成功，必须通过逻辑线路自动切换，使超前角γ_0在高速电动机状态时为$\gamma_0=60°$，而在低速电动机状态时$\gamma_0=0°$。

总之，利用反电势自然换流具有系统简单、对元件要求较低等特点。且由于系统中没有换流电容器，从而消除了系统中产生谐振的可能性，保证了电机在调速范围内稳定运行。但是电机在低速时，特别是在起动时，反电势换流的能力是比较低的，必须采用另一种换流方法——断续换流法。下面我们就讨论一下这种换流方法的有关问题。

2.　断续电流换流法

断续换流法是各种强制换流措施中最为简单、经济的办法。所谓断续电流换流法，概括地说，就是每当可控硅需要换流的时刻，先设法把逆变器的输入电流拉断，使逆变器的所有可控硅均暂时关断。然后，再给换流后应该导通的可控硅输入触发脉冲，则当重新通电时，电流流经应该导通的可控硅，以此实现换流。在交-直-交供电系统条件下，通常采用逆变断流法。具体地说，就是每当可控硅电机的逆变桥[图 6 — 7 桥(Ⅱ)]要进行换流时，设法使交

流电源整流桥（Ⅰ）进入逆变状态，把平波电抗器和电机中贮存的能量反馈至电网，从而使电流迅速衰减。

设图 6 — 7 中的整流桥（Ⅰ）进入逆变状态，其逆变电压为E_1，电机导电二相回路中的反电势为E_{ea}，则回路电压方程式为

$$L\frac{di}{dt}+Ri=-E_1+E_{ea} \qquad (6-1)$$

式中 L——电机内部电感和平波电抗器电感之和；

R——回路总电阻；

E_1——电源逆变电压。

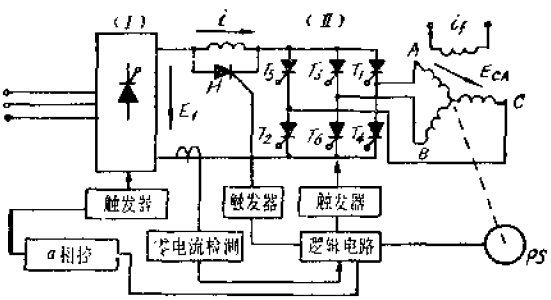


图 6 — 7　断续电流换流法

如忽略电压脉动，可近似认为E_1等于常数。由于在低速时反电势E_{ea}较小，与E_1相比可以忽略不计，于是得

$$L\frac{di}{dt}+Ri=-E_1 \qquad (6-2)$$

利用边界条件 $t=0$ 时，换流回路的电流为原来的负载电流，即

$$i(0)=I_d$$

解式（6 — 2）得

$$i=\left(I_d-\frac{E_1}{R}\right)e^{-\frac{R}{L}t}-\frac{E_1}{R} \qquad (6-3)$$

式（6 — 3）为断流过程中电流变化情况。由式（6 — 3）不难求得使电流衰减到零所需的时间t_0，即

$$t_0=\frac{L}{R}\ln\left(\frac{RI_d}{E_1}+1\right) \qquad (6-4)$$

从式（6 — 4）可知，断流过程电流衰减时间t_0随负载电流I_d和回路电感增加而增大。为了加快断流过程，使回路电流迅速衰减到零，可在平波电抗器两端并联一个可控硅H（图 6 — 2），在需要断流时刻，在把整流桥拉成逆变的同时，把旁路可控硅H触发导通，使电抗器经由可控硅续流。实践证明，这样能显著缩短断流时间。断流以后可控硅T_1关断，通过零电流检测信号，使电源整流桥恢复正常运行，这时电流经过T_3而逐渐增加。随着电流的增加，平波电抗器上的感应电势改变方向，旁路可控硅自然关断。

在用断续电流法换流过程中，由于电流经常衰减，其平均值减小，因而力矩的平均值也相应减小。

当电机转速较低时，由于换流频率较低，断流次数少，断流对于转矩影响较小。但当电机转速升高时，由于换流频率增高，断流对转矩的影响显著增加。因此，使用断续电流的范围不应过分扩大。通常在电机起动加速时，从断续电流换流到反电势换流的转换速度以选在（5～10）%额定转速为宜。

（三）交—交系统

图 6 — 8 是以可控硅无换器电机传动的交—交系统的原理线路。主电路包括由牵引变压器T供电的自调频变频器和三相凸极结构的同步电机。L_1～L_4为平波电抗器，B为同步电机的励磁系统。和具有直流环节的系统一样，同步电机轴上装有磁场位置检测器。变频器由

两个相同的三相全控桥构成，当电源电压正半周时（图中 n 点为正），变频器经上部桥供电；当电源电压为负半周时，变频器由下部桥供电。改变牵引变压器的输出电压，可以改变加在同步电机定子绕组上的端电压。这种系统和交—直—交系统相比，其突出的优点是当电机在低速运转时，可以利用电源交变电势进行逆变器的换流，即所谓电源换流。当电机转速升高后，电机的反电势已经建立，逆变器可以转向负载换流（自然换流）。低速时电源换流和高速时负载换流结合起来，就无需采用强迫换流装置。因此，这种线路用作单相交流电力机车的牵引系统是比较合适的。用图 6—8 可以说明电源换流的情况。假设电机工作在 I_A^+、I_B^-时，当电源电势 e 为正（如图箭头所示）时，电流由 n 端经 L_1、可控硅 T_1 流入 A 相绕组，并由 B 相绕组流出经可控硅 T_5、L_2 返回电源（m 端）。当电源电势为负半周时，触发可控硅 T_7 和 T_{11}，则电流由电源负端（m 端）经 L_4、可控硅 T_7 流入 A 相，从 B 相流出，再经可控硅 T_{11}、L_3 返回电源。上述情况下电机电流为 I_A^+ 和 I_B^-。如果电机电流需要由 I_A^+、I_B^- 换为 I_A^+、I_C^-，即电流从 B 相流出改为从 C 相流出，我们可利用电源电势反向的时刻来进行电流换向。譬如电源电势处于正半周变为负半周时，由原来应该触发 T_7 和 T_{11}，改为触发 T_7 和 T_{12}。当电源电势由 $+e$ 变为 $-e$ 时，则 T_1、T_5 受电源反压自然关断，而 T_7、T_{12} 的导通使电机电流由 I_B^- 换为 I_C^-，电流从 B 相流出换为从 C 相流出，完成换向过程。在电机低速运行时，由于工作频率较低，即在每个周期间包含多个50周的整流电流，故电机电流的波形实际上不受影响。

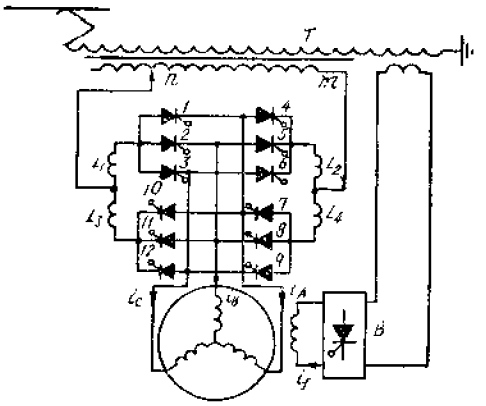


图 6—8　交—交系统原理线路图

显然，利用电源换流时，由于不用借助于电机的反电势，故无需选择换向超前角 γ_0。为了减少转矩脉动，可以通过控制系统自动地将 γ_0 转换到 0°。

在电机高速运行时，可以利用三相绕组中建立的感应电势去关断相应的可控硅，进行负载换流，其过程和交—直—交自然换流一样。例如，电机电流由 I_C^+、I_B^- 转为 I_A^+、I_B^- 时，如图 6—9 所示，在 $t=t_1$ 时刻，电势 e_C 大于 e_A。当电源电势已为正半周时，若触发 T_1，由于反电势 e_A 较低，故 T_1 必然导通，并有电流 I_A^+ 流入。T_1 导通后，在回路中 $e_{CA}=e_C-e_A$ 形成一个反压，加于 T_1、T_3 上，而 T_1 处于导通状态，故反压迫使 T_3 关断，即 e_{CA} 迫使 I_C^+ 与 I_A^+ 换流。在换流期间（$t_1\rightarrow t_2$），I_C^- 下降，I_A^+ 上升。到 $t=t_2$ 时，$I_C^+=0$，$I_A^+=I_d$，则负载换

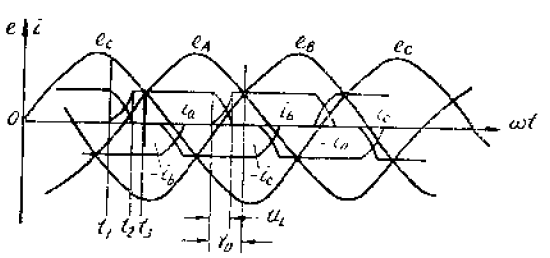


图 6—9　利用电源换流波形图

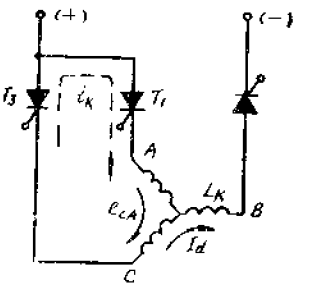


图 6—10　换流原理图

流完毕。图 6 — 9 中角u_L为换向重叠角，若t_3为理想换流电流切换点的话，则$t_3-t_1=\gamma_0$为位置检测器给定的换向超前角。用图 6 —10可以进一步说明换向电流的变化规律。如上所述，在换流时，在回路中存在一个旋转电势e_{cA}和工作相中存在电阻压降I_dR，两者作用产生换向电流i_K。该回路的微分方程式为

$$E_m\sin(\omega t-\psi)+I_dR=2L_K\frac{di_K}{dt}+2i_KR \qquad (6-5)$$

式中 I_d——电动机电流；

L_K、R——电动机每相换向电感及电阻；

E_m——旋转线电势的幅值；

ψ——换向起始相位角；

ω——电动机角频率。

解方程式可得

$$i_K=\frac{E_m}{2Z}\left[\sin(\omega t+\psi+\phi)-\sin(\psi-\phi)e^{-\frac{t}{\tau_K}}+\frac{I_d}{2}\left(1-e^{-\frac{t}{\tau_K}}\right)\right] \qquad (6-6)$$

$$\phi=\operatorname{arctg}\frac{\omega L_K}{R}$$

$$\tau_K=\frac{L_K}{R}$$

$$Z=\sqrt{\omega^2L_K^2+R^2}$$

式中 τ_K——换向回路的时间常数；

ϕ——换向电势和换向电流之间夹角；

Z——每相阻抗。

分析式（6 — 6）式可知：在工作状态下$\omega L_K\gg R$，则有效电阻R可以忽略，将$R=0$代入上式，得

$$i_K=\frac{E_m}{2\omega L_K}\left[\sin(\omega t+\psi+\phi)-\sin(\psi-\phi)\right] \qquad (6-7)$$

交—交系统无换向器电动机的调速，可用改变供电电压的方法实现，调节牵引变压器电压抽头，可以分级改变供电电压，配合上述三相桥式电路的相控调节，即可达到平滑调压调速的目的。和交—直—交系统一样，该系统的电动机具有单独的励磁环节，可以由自动调节系统来保持励磁电流和电枢电流正比变化，以得到串激特性，也可以保持恒定磁通，满足恒力矩起动的要求。同时，当电压达到额定值后，也可进行磁场削弱来提高机车速度。

当机车进入再生状态时，同步电机变为发电机状态，由于励磁是单独的他励，所以主回路无需变换，亦无需任何附加装置，只需将可控硅的触发角改为逆变状态，即能向电网反馈功率。因此，该系统再生制动非常简便。

§ 6 — 3　可控硅无换向器电动机的电磁关系

如上节所说，可控硅无换向器电动机除转子位置检测器和可控硅频率变换器外，就电动机本体而言与普通同步电动机完全类似。因此，我们可以依据同步电机的基本理论来分析无换向电机的物理本质。

一、电压、电流波形

在无换向器电动机中，如果外接足够大的平波电抗，则由逆变器供馈的各相电流是宽度120°电角的方波电流，由转子磁场产生的旋转相电势为正弦波形，在电动机情况下，两者相位差180°，见图 6 —11(a)，或者如图 6 —11(b)所示那样，使供馈电流起始瞬刻较电势提前一个γ_0角。

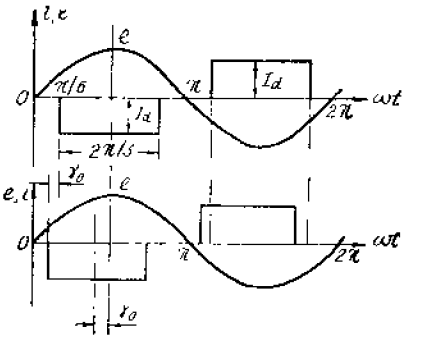


图 6 —11　电枢电势与电流波形图

在图 6 —11所示的电流波形中，除基波电流外还有一系列奇次谐波。若方形波电流幅值为I_d，写成富氏级数形式为

$$i=\frac{2\sqrt{3}}{\pi}I_d\left(\sin\omega t-\frac{1}{5}\sin5\omega t-\frac{1}{7}\sin7\omega t+\frac{1}{11}\sin11\omega t+\frac{1}{13}\sin13\omega t\cdots\right)\qquad(6-8)$$

谐波电流将增加电动机的铜耗。另外，作为时间谐波的谐波电流，每一个都将在绕组中产生它自己的空间谐波磁势，并在气隙中产生谐波磁场。这些谐波磁场在电动机中引起一系列的附加转矩。例如当电动机供以矩形波电流时，除基波电流与基波磁场产生的有效牵引转矩外，其中（$6K+1$）次谐波电流与主磁场作用表现为同步电动机的异步状态，而（$6K-1$）次电流谐波与主磁场作用则表现为电磁制动状态（$K=1,2,\cdots\cdots$）。因此，高次谐波电流的存在，降低了平均输出力矩和电动机有效材料的利用率。

二、电压方程式和向量图

为了便于说明问题，在分析可控硅无换向器电动机各电磁量之间的关系时，可以忽略电流的谐波分量而只注意基波成分，同时也不考虑电压波形因为换流发生的畸变。这样，就可以用矢量关系来进行分析。在同步电动机状态下，每相电压平衡方程式为

$$\dot{U}_t=-\dot{E}_0+j\dot{I}_dx_{ad}+j\dot{I}_qx_{aq}+\dot{I}(r_a+jx_t)\qquad(6-9)$$

式中　$\dot{E}_0$——空载电势；

$\dot{I}$——每相绕组的电枢电流；

$\dot{I}_{ad}$，$\dot{I}_{aq}$——电枢电流的直轴和交轴分量；

x_{ad}，x_{aq}——电枢反应直轴与交轴电抗；

$\dot{U}_t$——电动机每相绕组外加电压；

r_a——每相绕组电阻；

x_t——每相绕组漏抗。

根据方程式（6 —9）可以作出与此对应的向量图——图 6 —12。向量图中其它符号说明如下：

$\dot{\phi}_0$——转子励磁磁通；

$\dot{\phi}_a$——电枢反应磁通；

$\dot{\phi}_\delta$——空气隙磁通；

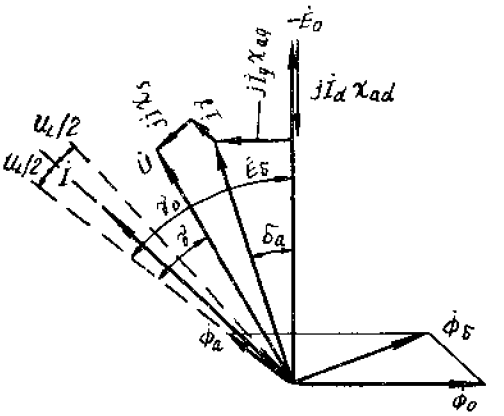


图 6 —12　可控硅同步电机基波电势向量图

δ——电枢反应角；

γ_0——空载换流超前角；

γ——负载换流超前角；

u_L——换流重叠角。

由向量图可知，磁通ϕ_0是转子励磁电流产生的，它对定子绕组来说，是一个旋转磁场，并在电枢中产生空载感应电势$-\dot{E}_0/90°$。图上γ_0是根据转子位置检测器的设置所决定的空载超前角，γ为负载时换向超前角。因为电枢电流换向重叠角为u_L，故可以认为电枢电流平均滞后于换向重叠角一半的时间，即$\frac{u_L}{2}$电角。相电流$\dot{I}$和空载电势$-\dot{E}_0$的夹角为$\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)$，相电流$\dot{I}$和电动机端电压$\dot{u}_C$之间的夹角为$\left(\gamma-\frac{u_L}{2}\right)$，是电动机的功率因数角$\varphi$。$E_\delta$和$E_0$相差一个$\delta_a$角，称电枢反应角。$E_\delta$和$\delta_a$的大小，由电枢电流$I$和电枢反应直轴电抗$x_{ad}$以及电枢反应交轴电抗$x_{aq}$决定。

分析向量图可知，当负载电流增加时，换向重叠角u_L因换流时间增大而增大，电枢反应角δ_a亦随电流增加而增加，结果负载换向超前角γ减小。当负载换向超前角γ小于一定极限（譬如小于可控硅关断时间），将导致系统换流的失败。如果用增加空载换流超前角γ_0的办法来增加换流的可靠性，则又导致平均转矩下降，使电机容量利用不充分。分析表明，为了保证可控硅无换向器电机可靠而又合理的运行，应该尽可能的减小电枢反应角δ_a和换向重叠角u_L，或者当负载电流增加时，设法减少δ_a与u_L的增加，同时必须确定一个γ_0的最佳值。

三、电枢反应及补偿绕组

当无换向器电动机加上负载时，电枢绕组中流过的电流将产生电枢磁势F_a，它与磁极磁势F_0相互作用形成空气隙磁势F_δ。象在一般同步电机中所考虑的那样，我们把电枢磁势对磁极磁势所起的影响，称为电枢反应。由同步电机电势向量图（图6—12）看出，电枢反应角δ_a取决于负载电流和电枢反应电抗。直轴电枢反应磁通ϕ_{ad}在电机中呈现去磁作用，与其对应的直轴电枢反应电抗降$I_d x_{ad}$对电枢反应角影响不大；基于交轴电枢反应磁通的$I_q x_{aq}$对电枢反应角δ_a影响较大。为此，为了增加换流能力，必须力图减小$I_q x_{aq}$。所以可控硅无换向器电动机都做成凸极结构（因为$x_{aq}<x_{ad}$）。另外，为了减少电枢反应角δ_a随负载电流而增加的比率，可以考虑安装交轴补偿绕组，来补偿交轴电枢反应。补偿绕组安装在电动机的磁极上，其绕组的轴线在电动机的交轴上，绕组与平波电抗器的支路（或直流环节）串接。

设补偿绕组的磁通在电枢绕组中感应的电势为E_K，当略去电枢电阻后，则电动机的电压方程式为

$$\dot{U}_C=-\dot{E}_0-\dot{E}_K+j\dot{I}_d x_d+j\dot{I}_q x_q \qquad (6—10)$$

和方程式（6—10）对应的向量图示于图6—13。由图的几何关系可得

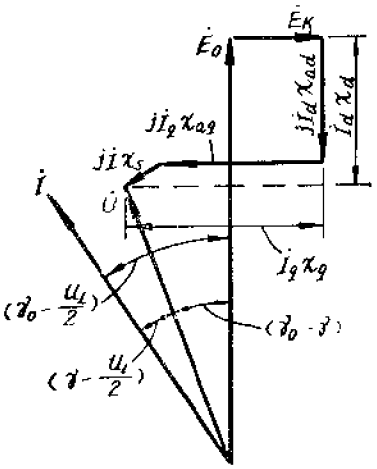


图6—13 有补偿绕组电势向量图

$$\left.\begin{aligned} U_C\cos\left(\gamma-\frac{u_L}{2}\right)&=(E_0-x_dI_d)\cos\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)+(x_qI_q-E_K)\sin\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)\\ U_C\sin\left(\gamma-\frac{u_L}{2}\right)&=(E_0-x_dI_d)\sin\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)-(x_qI_q-E_K)\cos\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)\end{aligned}\right\}\quad(6-11)$$

因为

$$\left.\begin{aligned} I_d&=I\sin\left(\gamma_0-\frac{u_I}{2}\right)\\ I_q&=I\cos\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)\end{aligned}\right\}\quad(6-12)$$

将电势和电抗用自感、互感系数以及角频率的关系表示，则有

$$\left.\begin{aligned} E_K&=\omega M_KI_-\\ E_0&=\omega M_fI_f\end{aligned}\right\}\quad(6-13)$$

和

$$\left.\begin{aligned} x_d&=\omega L_d\\ x_q&=\omega L_q\end{aligned}\right\}\quad(6-14)$$

式中 L_d、L_q——同步电机电枢直轴和交轴电感；

M_K、M_f——补偿绕组、励磁绕组的互感；

ω——旋转角频率；

I_-——逆变器输入直流电流$\left(I_-\approx\frac{\pi}{\sqrt{6}}I\right)$

解方程式（6—11）～（6—14）得

$$\operatorname{tg}\left(\gamma-\frac{u_L}{2}\right)=\frac{I_fM_f\sin\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)+I_-M_K\cos\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)-\frac{\sqrt{6}}{\pi}I_-\left[L_q+(L_d-L_q)\sin^2\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)\right]}{I_fM_f\cos\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)-I_-\left[M_K\sin\left(\gamma_0-\frac{u_I}{2}\right)+\frac{\sqrt{6}}{2\pi}(L_d-L_q)\sin(2\gamma_0-u_L)\right]}\quad(6-15)$$

解式（6—15）可求得M_K

$$M_K=\frac{\frac{\sqrt{6}}{\pi}L_q}{\cos\left(\gamma_0-\frac{u_I}{2}\right)\div\sin\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)\operatorname{tg}\left(\gamma-\frac{u_L}{2}\right)}+\left[\frac{M_fI_f}{I_-}-\frac{\sqrt{6}}{\pi}(L_d-L_q)\sin\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)\right]\operatorname{tg}(\gamma_0-\gamma)\quad(6-16)$$

由向量图可知，增大补偿绕组的互感M_K，即增大补偿绕组产生的交轴磁通在电枢中的电势$\dot{E}_K$，在一定的负载情况下，角$(\gamma_0-\gamma)$减小，当空载超前角γ_0一定时，负载超前角γ增加，有利于负载换流。如果我们这样来设计补偿绕组的互感M_K，使其全补偿交轴电抗降，由向量图看出，这时$\gamma=\gamma_0$，将此条件代入式（6—16），并略去$\frac{u_L}{2}$，则

$$M_K=\frac{\sqrt{6}}{\pi}L_q\cos\gamma_0\quad(6-17)$$

可见，全补偿时补偿绕组的互感M_K，和励磁电流以及励磁绕组结构没有关系，也和负载电流无关，只由电枢交轴电感L_q和空载超前角γ_0决定。与无补偿绕组相比，补偿绕组有效地抑制了γ角的下降，增加了电机的过载能力。如果补偿绕组设计得好，能使换流超前角γ或功率因数角$\left(\gamma-\frac{u_L}{2}\right)$在一定负载范围内基本上保持不变。

应该指出，安置补偿绕组将使电机结构复杂，也给制造上带来了麻烦，见图 6—18。对于普通旋转磁极的同步电机，须要安装单独的电刷、滑环构件，还需引入和电枢电流成比例的直流电流，并且在正、反向运转时，补偿绕组电流也要跟着改变方向。从这个观点出发，采用有旋转电枢式的同步电机可能更为适合。

四、换流超前角

由同步电机向量图可知，空载超前角γ_0是电枢电流 I 与空载励磁电势 E_0之间的相位差，它是由磁场位置检测器来整定的。在一般情况下，位置检测器一经整定后γ_0就是个恒值，必要时也可利用控制线路来自动调节。

磁场位置检测器包括安装在电机端盖上的固定部分和安装在电动机轴上的旋转部分。位置检测器在可控硅无换向器电动机系统中地位非常重要，因为它是产生触发脉冲的源泉，可以说是控制系统的中枢。目前常用的位置检测元件有光电式、接近开关式和电磁感应式等几种。

位置检测器主要用以检测转子磁场轴线与即将触发导通电流的那个相绕组轴线间的相对位置，确定该相绕组产生的电势瞬时值达到所完成换流需要的大小和方向的瞬刻发出信号，使该相绕组触发导通并开始换流。所以，从实质上说，调整空载超前角γ_0，就是要求位置检测器在主磁场轴线相对于绕组轴线的不同位置上进行检测并同时发出信号。关于位置检测器的原理、结构、安装及调整，在有关资料中都有介绍，在此不作叙述。

上面说过，空载换流超前角是γ_0，负载后，由于电枢反应特别是交轴电枢反应的影响，减为负载换流角 γ，参见图 6--14。一般而言，增大γ_0可以提高换流极限，但会使平均转矩减小，而且功率因数和效率也会随之降低。原则上说，γ_0可以任意整定。但在牵引系统中，一方面要求电机正反转运行；同时应该能够利用逻辑电路来自动调节γ_0使其进行四象限控制。这样，γ_0只能在 0°、60°、120°及180°中选择。实际上，通常低速时采用 $\gamma_0=0°$，高速时 $\gamma_0=60°$，两者通过逻辑线路自动切换。

对于一般同步电动机，在负载电流不超额定值运行时，其换向重叠角较小，在分析γ与γ_0关系时，可以忽略不计。由向量图的几何关系可以得到

$$\overline{ON}\sin\gamma_0=U\sin\gamma+Ix_d \qquad (6—18)$$

$$\overline{ON}\cos\gamma_0=U\cos\gamma-Ir \qquad (6—19)$$

联解上面两式经整理得

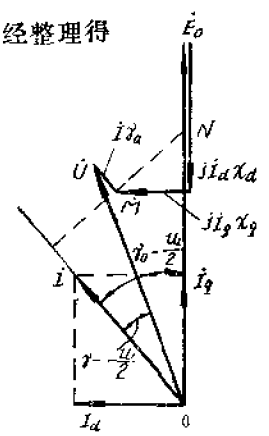


图 6--14 换流超前角

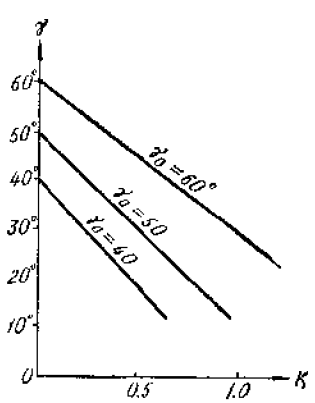


图 6—15 换流超前角的求取

$$(\mathrm{tg}\gamma_0-\mathrm{tg}\gamma)\cos\gamma=K \tag{6—20}$$

其中

$$K=\frac{Ix_c}{U}+\mathrm{tg}\gamma_0\frac{Ir_c}{U} \tag{6—21}$$

式（6—20）直接求解不便，现设在$\gamma=0\sim\gamma_0$范围内任意给定几个γ值，按式（6—20）求出K值，并作$\gamma=f(K)$曲线，如图6—15所示。这样，在已知x_c和r_c的情况下，根据负载电流I，由式（6—21）和曲线，能方便地求出负载换流角γ。

五、换向重叠角与阻尼绕组

如上节所述，由于换流回路存在电感，在换流过程中，流过导通元件和关断元件中的电流不能突变，而是逐渐增加和逐渐减少的。通常以u_L角来表示这个过程所需的时间。

图6—16是换向过程的原理图，e_a、e_b、e_c是三相绕组的交流电势，依次相差120°相位角。取e_a与e_b相等的瞬间为坐标原点，即$\omega t=0$。当空载超前角为γ_0时，e_a高于e_b，此刻换流开始。在整个换向重叠角u_L期间内，类似同步电机两相短路，这时输出电压可用下式求取，即

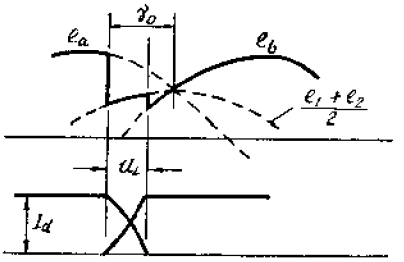


图6—16 换流重叠角的求取

$$e_{ab}=\frac{e_a+e_b}{2}=\sqrt{2}\,E\cos\frac{\pi}{m}\cos\omega t \tag{6—22}$$

式中 E——每相电势有效值；

m——电动机相数。

同时，在短路回路中，可写出下列电压方程式

$$[\cos(\gamma_0-u_L)-\cos\gamma_0]\sqrt{2}\,E\sin\frac{\pi}{m}=x_cI_d \tag{6—23}$$

则负载时换流重叠角为

$$\cos(\gamma-u_L)-\cos\gamma=\frac{2x_cI_d}{\sqrt{6}\,E} \tag{6—24}$$

在实际应用中，可近似地以电动机每相端电压U代替式（6—24）中的E，则换流重叠角又可表示为

$$u_L=\gamma-\cos^{-1}\left(\cos\gamma+\frac{2x_cI_d}{\sqrt{6}\,U}\right) \tag{6—25}$$

在换流期间内，从式（6—22）可知，逆变器加于电动机电压为两相电势的平均值。x_c为换流时每相电抗，相当于同步电机两相短路电抗。

由式（6—25）可以看出，当负载电流增加时，换流重叠角u_L增加，换流剩余角（$\gamma-u_L$）减小。当负载增加到某一值，即$(\gamma-u_L)=0$时，此时就不能正常换流，这一状态称为换流极限。同时式（6—25）也告诉我们，对于串励型并且不采用磁场分路的同步牵引电动机，如果磁路不饱和，则有$U\propto n\phi_0\propto nI_d$的关系，设比例常数为$K$，则式（6—25）为

$$\cos(\gamma-u_L)-\cos\gamma=Kx_c \tag{6—26}$$

式（6—26）说明，换向重叠角只决定于x_c，而与负载电流基本上没有关系，它保证了

负载变化时运行的稳定性。对于它励型或用磁场分路的串激型同步牵引电动机，必须考虑换向重叠角随负载电流变化的影响。

为了减小换流重叠角u_{r_1}，必须设法减小两相短路时的换流电抗x_c，在同步牵引电机中，可以采用装有阻尼绕组的磁极结构。阻尼绕组的存在，可以把换流电抗x_c减小到超瞬变电抗的数值。阻尼绕组可以减小稳态时气隙磁通的脉动，减少电枢电压波形的畸变。此外，在起动过程中，因为电枢电流与励磁磁势同步，故阻尼绕组磁势对电枢磁势基波分量是静止的，因此，阻尼绕组力矩可以改善电动机的加速特性。至于阻尼电流的谐波成分引起的力矩和铜耗，在数值上是不大的。采用阻尼绕组以后，其超前角和重叠角的变化如图 6 —17所示。图 6 —18示出了具有阻尼绕组的磁极结构图，在极弧表面同时安装了补偿绕组。

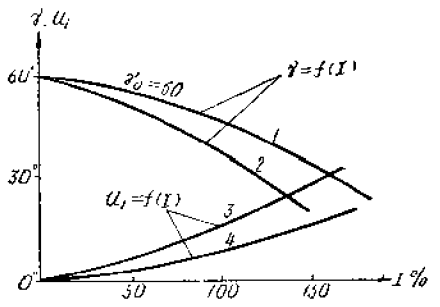


图 6 —17

1 —— 有补偿绕组；2 —— 无补偿绕组；3 —— 无阻尼绕组；4 —— 有阻尼绕组。

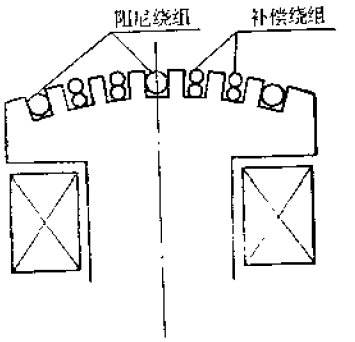


图 6 —18 具有补偿绕组和阻尼绕组结构

阻尼绕组的结构和一般同步电机的一样，但补偿绕组的绕向必须保证其产生磁势和交流电枢反应磁势相反。

§ 6 — 4 可控硅无换向器电动机的工作特性

可控硅无换向器电动机的工作特性，是表示电动机转速、力矩、效率等与电机电流之间的关系，它表征电机本身具有的运行性能。分析电动机的特性可以进一步分析机车各种运行特性，同时也可以根据机车运行特点，反过来合理地选择电动机有关参数。

一、速度特性及转矩特性

根据向量图（图 6 —12），可把方程式（6 — 9）改写为

$$\dot{U}_a=\dot{E}_\delta+\dot{I}r_a+j\dot{I}x_c \tag{6—27}$$

$$E_\delta=\frac{2\pi}{\sqrt{2}}fWk_{W1}\Phi_\delta \tag{6—28}$$

前面已经分析过，在可控硅无换向器电机中，供电电压的频率必须与电动机的转速相适应，即$f=pn/60$，式（6 —28）又可写为

$$E_\delta=\frac{\sqrt{2}\pi}{60}pnWk_{W1}\Phi_\delta \tag{6—29}$$

式中 Φ_δ——气隙磁通；

E_δ——由气隙磁通产生的气隙电势；

k_{W1}——电枢绕组系数；

W——电枢绕组每相匝数；

p——极对数。

由逆变器电压、电流波形可知（图 6—16），加在电动机电枢绕组上的电压的平均值可分两部分：其中一部分为在换流期间加到电动机上的端电压的平均值；另一部分为导电范围内$\left(\frac{\pi}{3}-u_L\right)$加到电动机上端电压的平均值。根据“变流技术”原理可知：加在电动机电枢绕组上的端电压的平均值为

$$U'_d=\frac{3\sqrt{6}}{\pi}E_a\cos\left(\gamma-\frac{u_L}{2}\right)\cos\frac{u_L}{2} \qquad (6-30)$$

设U_d为直流测电源电压，考虑方波电流在定子绕组中产生电阻压降I_dr_a，则

$$U_d=U'_d+I_dr_a \qquad (6-31)$$

解式（6—29）、（6—30）和（6—31），可得

$$n=\frac{10(U_d-I_dr_a)}{\sqrt{3}\,pWk_{W1}\Phi_\delta\cos\left(\gamma-\frac{u_L}{2}\right)\cos\frac{u_L}{2}} \qquad (6-32)$$

由式（6—32）可以看出，如果去掉分母的余弦项，则调速特性和直流电动机完全一样。当负载电流一定时，则电动机的速度调节可以通过调节输入端压U_d和改变励磁电流来实现，还可以用调节超前角来进行调速。

可控硅无换向器电动机的平均旋转力矩T，可通过式（6—29）、（6—30）求得，即

$$T=\frac{U'_dI_d}{\frac{2\pi n}{60}}=\frac{3\sqrt{3}}{\pi}k_WWp\Phi_\delta I_d\cos\left(\gamma-\frac{u_L}{2}\right)\cos\frac{u_L}{2} \qquad (6-33)$$

由式（6—33）可知，如果不考虑式中的余弦部分，则转矩特性和直流电动机也完全一样。所以我们说可控硅无换向器电动机和直流电动机有完全类似的特性。

应该注意的是，在式（6—32）和式（6—33）中的磁通Φ_δ，是包括电枢反应磁通影响的气隙磁通。当负载较大幅度增加时，由于电枢反应的去磁作用，可能使$n=f(I_d)$曲线上翘，同时力矩特性$T=f(I_d)$中的dT/dI_d减小。

电动机的转矩与$\Phi_\delta I_d$的乘积成正比，当输入电流I_d平滑时，则转矩瞬时值与输入电压波形成正比。

此外，电动机转矩与换向超前角和换流重叠角有关。对于γ_0的各种数值的力矩瞬时值波形，如图 6—19所示。即无换向器电动机的转矩瞬时值是脉动的，其牵引转矩取决于转矩的平均值。当$\gamma=u_L=0$时，为理想情况，此时脉动最小；在$u_L=0$，$\gamma_0>60°$时，会产生转矩瞬时值为负值的期间。起动时，为了增加起动力矩，可让$\gamma_0=0$；运行时，从减小力矩脉动角度考虑，希望γ及$(\gamma-u_L)$尽可能小，但对提高换流的可靠性是不利的，两者必须协调考虑。

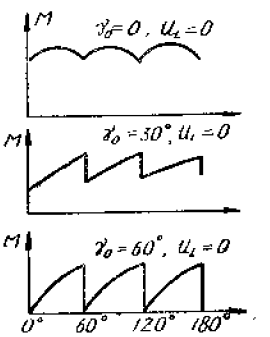


图 6—19　转矩瞬时波形图

二、起 动 特 性

如前所述，可控硅无换向器电动机的起动，主要是换流问题，如果采用一些有效措施（譬如，采用断续电流法换流），解决了起动或低速运行时的换流问题，则带有磁场位置检测器

的无换向器电动机，可以应用类似于直流电动机的起动方法。这对于铁道机车牵引中需要考虑大坡道上起动重载列车的严酷条件，是比较合适的。

当采用直流电动机起动法时，先给励磁绕组一定激磁，然后借助于相位控制调节由逆变器输入到电动机绕组端电压，电动机在电枢磁场和励磁磁场共同作用下，开始起动并逐渐加速。在起动时，由于逆变器换流不是由负载电势进行的，这就不存在提前触发问题，即可选择空载超前角$\gamma_0=0$，以便得到较大的平均力矩。起动开始瞬间，起动力矩的大小与转子轴线相对于定子绕组轴线的停留位置有关，即与励磁磁势和导电相电枢磁势之间相位有关。例如：当不变的起动电流和不考虑磁路饱和时，则起动力矩正比于励磁磁势在和电枢磁势垂直轴上的分量，见图 6 —20。如起动时，转子在位置Ⅰ上，则$T_Q\propto F_0\cos\frac{\pi}{6}$，当转子旋转至位置Ⅱ时，力矩达到最大值，即$T_Q\propto F_0$，最后在位置Ⅲ上，力矩和位置Ⅰ相同。故起动力矩在最大力矩T_m至$0.866T_m$之间脉动，图 6 —21表示了起动力矩和转子位置的关系。如果空载换向角为γ_0则力矩降低到$T_Q\propto F_0\cos\left(\frac{\pi}{6}+\gamma_0\right)$，为了获得较大的起动力矩，最好触发其轴线和转子位置垂直两相的电枢绕组，当然γ_0也应该选择为 0 °。

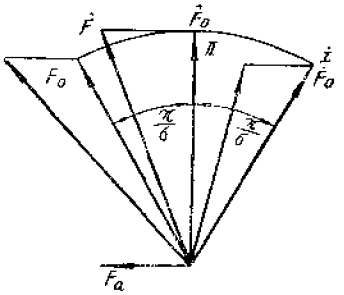


图 6 —20　不同起动位置的磁势向量图

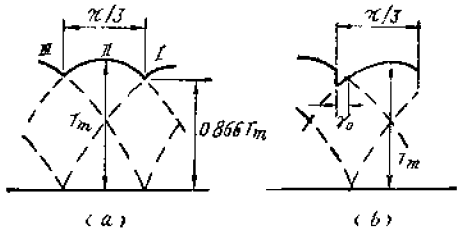


图 6 —21　起动力矩和转子位置的关系
(a) $\gamma_0=0$；(b) $\gamma_0\neq0$。

三、控制方式及运行特性

可控硅无换向器电动机的运行特性取决于它的控制方式，该电机有三种基本控制状态：

1. 空载超前角γ_0＝常数；
2. 负载超前角γ＝常数；
3. 储备角$(\gamma-u_L)$＝常数。

在分析运行特性时，必须借助于上面推导的有关公式，并通过逆变器的输入特性，进而研究电动机的运行特性。为了分析方便，通常不考虑电机磁路饱和影响，并忽略电枢有效电阻。

图 6 —22表示了具有凸极转子并装有阻尼绕组的同步电动机的向量图。由图可得

$$\left.\begin{aligned}\sin\theta_K&=\frac{I_1\cos\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)(x_q-x_K)}{E_\delta}\\ \cos\theta_K&=\frac{E_0-I_1\sin\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)(x_d-x_K)}{E_\delta}\end{aligned}\right\}\quad(6-34)$$

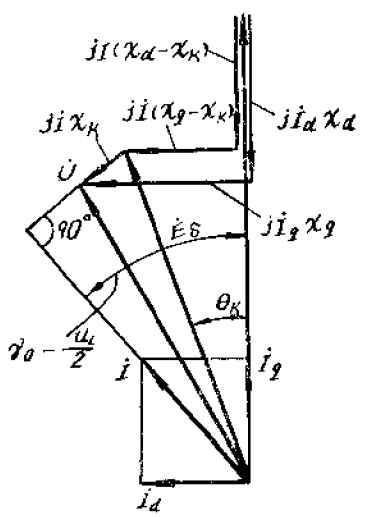


图 6 —22　考虑换向电抗向量图

式中 I_1——负载电流的基波值；

E_δ——空气隙合成电势；

x_d, x_q——直轴和交轴同步电抗；

x_K——同步电机定子漏抗。

由方程式（6－24）可得

$$I_d=\frac{\sqrt{6}E_\delta}{2x_c}[\cos(\gamma-u_l)-\cos\gamma] \tag{6-35}$$

因为变流器换流时，同步电机类似两相短路，作为换流电抗x_c建议采用同步电机的纵轴超瞬变电抗x''_d和交轴超瞬变电抗x''_q的算术平均值。又因为换流电抗x_c在数值上和电机漏抗x_K相差不大，所以，在实际应用中，可以用漏抗来代替换流电抗。这不仅使计算简化，并且能够用同步电机的电势向量图来分析可控硅无换向器电动机的运行特性。由于γ_0＝常数的控制方式是重要的，故重点讨论一下这种情况下的运行特性及其建立的过程。

根据同步电机向量图——图6－22，方程式（6－35）可写为下列形式

$$I_d=\frac{\sqrt{6}E_\delta}{x_K}\sin\frac{u_L}{2}\left[\sin\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)\cos\theta_K-\cos\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)\sin\theta_K\right] \tag{6-36}$$

将式（6－34）代入，并考虑下述一系列转换关系：

端电压的单位值 $\overline{U}=\frac{U_d}{U_o}$（其中 $U_o=\frac{3\sqrt{6}}{\pi}E_0$——当$\gamma=0$，空载时变流器端电压平均值）；

负载电流的单位值 $\overline{I}=\frac{I_d}{I_o}$（其中 $I_o=\frac{\pi}{\sqrt{6}}\frac{E_0}{x_d}$——三相稳态短路电流换算到方波之值）；

基波电流有效值 $I_1=\frac{\sqrt{6}}{\pi}I_{do}$

以U_o和I_o为基值并经过数学变换，式（6－36）则为

$$\overline{I}=\frac{\sin\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)}{1-\frac{x_K}{x_d}\left(1-\frac{\pi}{6\sin\frac{u_L}{2}}\right)-(1-K_n)\cos^2\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)} \tag{6-37}$$

式中 $K_n=\frac{x_q}{x_d}$——同步电机显极转子系数。

将式（6－24）代入式（6－30）得电动机平均端电压和电流的关系为

$$U'_d=\frac{6}{\pi}x_cI_d\frac{\cos\left(\gamma-\frac{u_L}{2}\right)\cos\left(\frac{u_L}{2}\right)}{\cos(\gamma-u_L)-\cos(\gamma)}$$

$$=\frac{3}{\pi}x_cI_d\operatorname{ctg}\left(\gamma_0-\theta_K-\frac{u_L}{2}\right)\operatorname{ctg}\left(\frac{u_L}{2}\right) \tag{6-38}$$

式（6－38）以相对单位表示为

$$\bar{U}=\bar{I}\frac{\pi}{6}\frac{x_K}{x_d}\operatorname{ctg}\left(\frac{u_L}{2}\right)\operatorname{ctg}\left(\gamma_0-\theta_K-\frac{u_L}{2}\right) \tag{6-39}$$

由式（6－34）得

$$\operatorname{tg}\theta_K=\frac{I_1\cos\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)(x_0-x_K)}{E_0-I_1\sin\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)(x_d-x_K)}$$

$$=\frac{I_d\left(K_\mu-\frac{x_K}{x_d}\right)\cos\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)}{\frac{\pi E_0}{\sqrt{6}x_d}-I_d\left(1-\frac{x_K}{x_d}\right)\sin\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)}$$

$$=\frac{\bar{I}\left(K_\mu-\frac{x_K}{x_d}\right)\cos\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)}{1-\bar{I}\left(1-\frac{x_K}{x_d}\right)\sin\left(\gamma_0-\frac{u_L}{2}\right)} \tag{6-40}$$

在γ_0=常数的控制方式下，由已知的同步电机电抗参数 K_μ及$\frac{x_K}{x_d}$，即可根据式（6－37）、（6－39）及式（6－40），求出逆变器的输入特性。不同的γ_0和不同的(x_K/x_d)比值的输入特性示于图6－23中。

以相对单位表示的转速特性可以从逆变器输入特性求得。由端电压的相对关系知。

$$\bar{U}=\frac{U_d}{U_{d0}}=\frac{U_d}{\frac{3\sqrt{6}}{\pi}E_0}=\frac{U_d}{\frac{3\sqrt{6}}{\pi}4.44Wk_{W1}\frac{pn}{60}\Phi_0}$$

$$=\frac{U_d}{0.173pWk_{W1}\Phi_0 n} \tag{6-41}$$

转速的相对单位表示为

$$\bar{n}=\frac{n}{n_0} \tag{6-42}$$

式中n_0是转速相对值的基值，它是理想空载状态下（$\gamma_0=0$，$x_K=0$）的转速，即

$$\bar{n}_0=\frac{U_{d0}}{\frac{3\sqrt{6}}{\pi}4.44Wk_{W1}\frac{p}{60}\Phi_0}=\frac{U_{d0}}{0.173pWk_{W1}\Phi_0} \tag{6-43}$$

将式（6－43）和式（6－42）代入式（6－41），则

$$\bar{U}=\frac{U_d}{U_{d0}\bar{n}}$$

当不考虑电阻压降时，则$U_{d0}=U_d$，因此

$$\bar{n}=\frac{1}{\bar{U}} \tag{6-44}$$

以相对单位表示的速度特性表示在图6－24中。由图可以看出，在激磁电流I_f=const和γ_0=常数的条件下，随着负载电流的增加，由于电枢反应的去磁作用，转速特性是上升的。只有在磁路较饱和及较大的漏抗x_K的情况下，才能得到下降的速度特性。

以相对单位表示的力矩特性$\bar{T}=f(\bar{I})$，可由功率特性的关系求得。功率的相对值为

$$\bar{P}=\frac{P}{P_0}=\frac{P}{U_{d0}I_0}=\frac{P}{\frac{3\sqrt{6}}{\pi}E_0\frac{\pi E_0}{\sqrt{6}x_d}}=\frac{P}{\left(\frac{3E_0^2}{x_d}\right)} \tag{6-45}$$

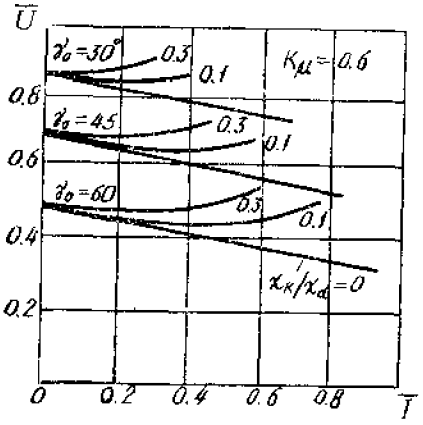


图 6 —23 γ_0 = 常数时逆变器输入特性

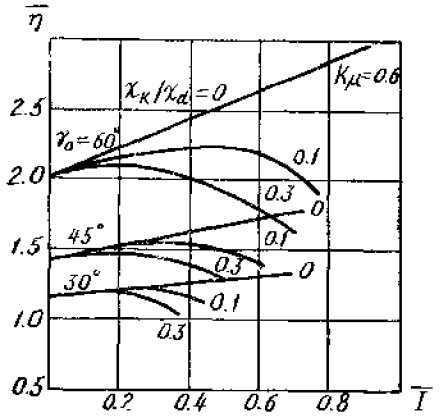


图 6 —24 γ_0 = 常数、I_d = 常数时的效率特性

当I_B=常数时，力矩的相对值为

$$\overline{T}=\frac{T}{T_\sigma} \tag{6-46}$$

式中

$$T_\sigma=0.974\frac{P_\sigma}{n_\sigma} \tag{6-47}$$

在理想空载状态下（即$U_d=U_\sigma$，$I_d=I_\sigma$），则$n=n_{\sigma\sigma}$。因此，式（6—47）为

$$T_\upsilon=0.974\frac{\left(\frac{3E_0^2}{x_d}\right)}{n} \tag{6-48}$$

联解式（6—45）和式（6－48）得

$$\overline{P}=\frac{P}{\frac{T_\sigma n}{0.974}}=0.974\frac{P}{nT_\sigma}=\frac{T}{T_\sigma} \tag{6-49}$$

因此

$$\overline{T}=\overline{I}\,\overline{U} \tag{6-50}$$

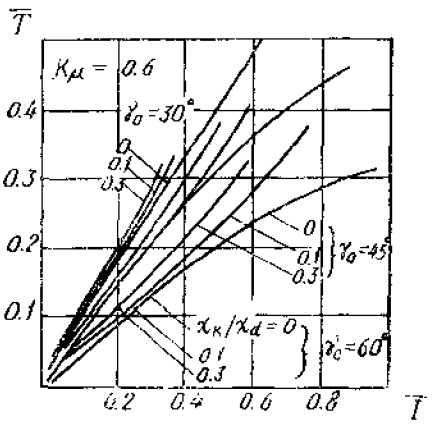


图 6 —25 当γ_0 = 常数、I_d = 常数的力矩特性

以相对单位表示的力矩特性曲线$\overline{T}=f(\overline{I})$示于图 6 —25。由图看出，在$\gamma_0$=常数和$I_B$=常数的情况下，力矩正比于负载电流，在电机漏抗$x_K$较大的情况下，力矩随电流增加而增加较多。

四、过载能力

可控硅无换向器电动机的过载能力，除了受绕组温升、绝缘材料以及机械强度等条件限制外，它主要取决于系统的换流条件及电机本身的换流参数。在§ 6 —3 中讨论过，当略去可控硅关断时间后，换流的极限条件可以写成（$\gamma-u_L$）>0。（$\gamma-u_L$）称为储备角。可控硅无换向器电机过载能力取决于储备角的大小。由于γ角随负载增大而减小，而u_L则正好相反，所以当负载增到某一定值时，（$\gamma-u_L$）$=0$，这时电机达到了换流极限。

根据式（6—24），当$\gamma=u_L$时，达到换流极限，此时电流为最大过载电流。将式(6—24）中的I_d转换为正弦基波电流I_1，并以相对值I_{*max}表示换流过载倍数，则

$$\overline{I}_{max}=\frac{3}{\pi x_c}(1-\cos\gamma) \qquad (6-51)$$

在已知同步电机的参数 x_q、r_a和x_c 的情况下，根据式（6—21）和图 6—15 所示的曲线，可以很方便的求出γ，然后利用式（6—51），就能求得换流过载倍数。由式和曲线分析可知，电流过载倍数主要受x_q和x_c数值的影响，如果要求电机有较大的过载能力，在设计电机时必须选取较小的交轴电抗和较小的换流电抗。

实际应用中，计算过载倍数时通常储备角应留有裕度，譬如以 $(\gamma-u_L)=15°$ 时的负载电流作为$\overline{I}_{max}$。这时，只要以$\cos(\gamma-u_L)=15°$ 代入式（6—24），并按上述同样的步骤即可求得有一定储备角时的电流过载倍数。

§6—5 主要设计参数

由逆变器供电、并由位置检测器控制的无换向器电动机，其本身具有直流电动机的调节性能，在分析问题时，可以按照和直流电动机对比的方法进行。但是，这种电机又是自控调频调速的同步电动机，它和普通同步电机有完全相同的本体结构。所以，该电机的设计以及某些参数的选择，通常按照设计同步电动机的方法进行。

无换向器电动机通常采用转子磁极式同步电动机结构形式，也可做成旋转电枢式结构，在容量较小的传动系统中，该电机又可做成爪极转子式等等。

设计无换向器同步电动机的原始数据和设计直流电动机所要求的数据相同，其功率通常指持续工作状态的功率。端电压应根据机车要求及电机本身的经济指标，选择最合理的数值，并不受工业用同步电机标准电压的限制。譬如，作为现代电力机车牵引的无换向器同步电动机，当机车牵引力要求5500～6000公斤、传动比4.2～4.4情况下，电动机功率靠近1000千瓦电枢端电压约为1000伏左右。

和设计普通同步电机相比，在设计它的参数时，必须针对传动系统（或牵引系统）的特点，即必须考虑系统对电机性能的要求。由逆变器供电的交流调速系统，其主要问题是系统换流问题，因此，无换向器同步电机设计的考虑和参数的选择，必须紧紧围绕这一特殊问题。在这一节里，将结合传动系统的要求，介绍几个主要参数的物理概念和选择范围，至于电机的设计方法和程序，可按照一般同步电机所属的原则进行。

一、极数的选择

无换向器同步电动机和普通同步电动机一样，极数、转速及频率之间关系由严格的公式（$n=60f/p$）固定。电动机的转速通常由机车额定运行速度来确定，并满足最大结构速度的要求。在电动机转速已知的情况下，电动机电流的频率 f 和极对数成正比。和普通同步电机相比，可控硅同步电动机本身的额定频率一般不受限制，故该电机的极对数，原则上可以在较大的范围内选取。极数增加能使电机每极磁通减小，电枢绕组节距较短，电机有效材料利用较好。但是，在极数及频率增加时，除了必须考虑电机的铁耗及铜耗增加外，还将使电机的各种电抗增加。从前节分析已知，换流电抗x_c的增加，将引起换流重叠角 u_L增大，而电枢反应交轴电抗x_q的增加，又会使负载换流超前角 γ减小，结果都导至换流储备角的减小，这对逆变器换流是不利的。因此，电机极数的选择，主要受逆变器换流条件限制。

对于容量在1000千瓦左右的现代无换向器同步牵引电动机，极数可以选取 6 或 8，并以

超瞬变电抗最小为宜。

二、换流电抗x_c

换流电抗x_c是可控硅无换向器电动机的一个重要参数，它影响逆变器的稳定换流，并限制电机电流过载倍数，这里有必要叙述一下它的物理概念。

无换向器电动机中的电流不是正弦波，而是接近于方波。由电流产生的电枢磁场不是等速的旋转磁场，而是步进式的跃进磁场。每当可控硅进行一次换流，电枢磁场跃进60°电角度，换流过程也正是磁场的跃进过程。在换流期间，彼此换流的两相绕组，一相电流增长，另一相电流衰减。由于转子的机械惯性，转速不会有明显变化。所以在换流过程中转子对电枢磁场有相对运动，这时转子（包括励磁绕组和阻尼绕组）对电枢跃进磁场起阻尼作用，故无换向器电动机的换流电抗x_c应属于同步电机超瞬变电抗x''的范畴。

在普通同步电机中，超瞬变电抗不仅随转子位置而变，而且它的大小和电机磁路饱和度有关，即励磁电流增加后，磁路饱和，超瞬变电抗减小。在无换向器电动机中，换流电抗的变化也符合上述关系，同时换流超前角γ_0的大小，也影响换流电抗的数值。准确计算换流电抗是比较困难的，通常可以用$x_c=(x''_q+x''_d)/2$的近似关系求得。

在设计无换向器电动机时，为了增加换流能力，必须减小换流电抗，这可以用在电机磁极上装设阻尼绕组的办法来解决。由于运行中x_c的实际值和γ_0无关，所以，根据角度γ_0的不同，阻尼绕组的结构应有不同的考虑。在系统中γ_0选取较小的场合，换流相的轴线接近于转子直轴，换流电抗x_c决定于直轴超瞬变电抗x''_d，这时应考虑在磁极上装上直轴阻尼绕组。如果γ_0选取较大，换流电抗接近于交轴超瞬变电抗x''_q。交轴阻尼应起主要作用，故磁极上应该考虑加强交轴阻尼的特殊措施。

三、空气隙的选择

在普通同步电动机中，空气隙大小决定电机的过载能力，空气隙越大，电机的过载能力也越强，空气隙的选择是根据电机过载能力不低于1.8倍的要求来选取的。在可控硅无换向器电动机中，逆变器换流条件限制了电机的过载能力，这个条件往往是很苛刻的，故无换向器电动机空气隙的选择不是从满足最大力矩的条件出发，而是从如何能提高换流能力的角度来考虑的。适当加大空气隙，在同样磁路饱和度情况下，电机励磁磁势加大，克服电枢反应磁势影响的能力增强；另外同步电抗减小，电机的电枢反应角减小，因而使换流能力增强。

无换向器电动机空气隙的选择可以沿用普通同步电机空气隙的计算公式。即

$$\delta_p=K_{ad}\frac{\mu_0 F_1}{B_\delta \bar{x}_{ad}} \qquad (6-52)$$

式中 $F_1=\frac{1.35}{p}Wk_W I_1$——每极电枢反应磁势；

B_δ——空气隙计算磁密；

$\bar{x}_{ad}$——电枢反应纵轴电抗相对值；

K_{ad}——纵轴电枢反应系数。

若基波电流I_1以线负载A来表示，则

$$I_1=\frac{\pi D_a}{2mW}A$$

式中 m——相数；

D_a——电枢直径。

考虑到$\bar{x}_d\approx1.1\bar{x}_{ad}$，则计算气隙为

$$\delta_p\approx\frac{0.6K_{ad}k_W A\tau}{B_\delta\bar{x}_d} \qquad (6-53)$$

τ——极距。

在普通同步电动机中，同步电抗$\bar{x}_d=1.5\sim2.1$（平均1.8），在可控硅无换向器电动机中，为了增强换流能力，$\bar{x}_d$应该设计得小一些。分析电枢反应电抗的物理概念（$\bar{x}_{ad}\propto\bar{U}/\bar{I}$）和式（6—50）得出的结果知，当同步电抗$\bar{x}_d=1$时，在保证换流可靠的前提下，无换向器电动机发挥的相对力矩最大。根据这个条件，令式（6—53）中的$\bar{x}_d=1$，则无换向器电动机的空气隙可按下式选取。即

$$\delta_p\approx\frac{0.6K_{ad}k_W A\tau}{B_\delta} \qquad (6-54)$$

和普通同步电动机以及直流电动机相比，在线负载、计算磁密等参数选择相同的情况下，无换向器电动机空气隙选择得比一般同步电动机大，而比直流牵引电动机小。

四、功率因数及容量计算

普通同步电动机的功率因数可以通过调节励磁电流来调节，功率因数的高低只牵扯到电枢以及励磁的容量问题。然而无换向器电动机的功率因数不能随意选择，它和所取用的空载换流超前角γ_0以及电机的参数有关。由图6—14的向量可知，电压和电流之间的夹角为功率因数角，即

$$\varphi=\gamma-\frac{u_L}{2}=\gamma_0-\theta-\frac{u_L}{2} \qquad (6-55)$$

γ_0是预先选定的已知量，θ和u_L是未知量，它和结构参数有关。故在着手进行电磁计算之前，须预先估计额定负载时的功率角θ和重叠角u_L，按式（6—55）以求得φ和$\cos\varphi$，作为电机设计的原始数据。待电机电抗参数算出后，按式（6—21）、（6—25）和图6—15的曲线，能分别求出γ和u_L，再由式（6—55）校核$\cos\varphi$。

通常可控硅无换向器电动机的逆变电路是电流型的，故加于电机的端电压基本上是正弦的，但是电流中可能含有较多的谐波分量，因此在计算电机总容量时还应考虑谐波电流的影响。

在平波电抗器电感较大的情况下，电机各相电流基本上是方形波。用付氏级数分解后，得n次谐波电流有效值为

$$I_n=\frac{4}{\sqrt{2}\pi}\frac{I_d}{n}\sin\left(n\frac{\pi}{3}\right) \qquad (6-56)$$

如果考虑换流重叠角u_L，电机电流近似为梯形波，见图6—26。这时第n次谐波的有效值为

$$I_n=\frac{4}{\sqrt{2}\pi}\frac{I_d}{n}\frac{\sin\left(\frac{nu_L}{2}\right)}{n\cdot\frac{u_L}{2}}\sin\left(n\frac{\pi}{3}\right) \qquad (6-57)$$

式中 $n=1,\ 5,\ 7,\ 11,\ 13\cdots$。

设基波电流I_1的功率因数为$\cos\varphi_1$，则基波有功功率

$$P_1=3UI_1\cos\varphi_1 \tag{6—58}$$

基波无功功率

$$Q_1=3UI_1\sin\varphi_1 \tag{6—59}$$

谐波无功功率

$$Q_{n\Sigma}=3UI_{n\Sigma} \tag{6—60}$$

式中

$$I_{n\Sigma}=\sqrt{\Sigma I_n^2}$$

总视在功率

$$S=3UI=3U\sqrt{I_1^2+I_{n\Sigma}^2}=\sqrt{P_1^2+Q_1^2+Q_{n\Sigma}^2} \tag{6—61}$$

故考虑谐波影响后的总功率因数

$$\cos\varphi=\frac{P_1}{S}=\frac{I_1}{I}\cos\varphi_1 \tag{6—62}$$

由上面的推导和得出的结果说明，由于电机端电压是正弦波，谐波电流只增加电机的无功功率，而不传导有功功率，因而使电机总的功率因数降低。

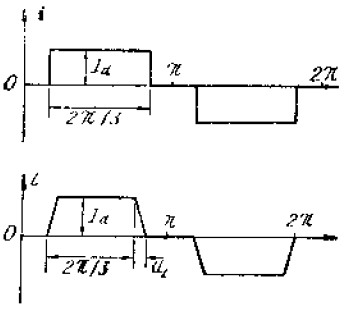


图 6—26 电流波形图

在了解了可控硅无换向器电动机的设计要求和已知设计的原始数据以后，即可进行电机的电磁设计。在设计时除了几个关键参数需要认真斟酌并合理选择外，其设计方法完全可以依照普通同步电机的设计程序进行。应该提到，无换向器电动机的设计是和系统设计紧密联系在一起的，即不仅对电机要多方案比较，进行最佳化设计，而且对系统也要优化选择，必须提高系统的换流能力和过载能力，以及保证系统的稳定运行。因为可控硅无换向器电动机优越与否，最终是由系统和电机综合结果来评价的。

通过本章的分析可知，可控硅无换向器电动机具有许多优点，它具有直流电动机一样优越的调速特性，但该电机没有机械换向器，结构简单，制造方便，运行可靠，容易做到大容量和高转速。特别是需要在四象限运行时，只要通过适当控制逆变器的触发方式，就可以实现无触点转换，控制系统简单。此外，该系统不需要采用复杂的换流装置进行换流，电动机的输入功率因数及效率也都较高，因此，该电机用作工业变速驱动原动机，其优点是突出的。当然，作为机车牵引电动机也是理想的，目前，国外许多国家都在研制。例如用于造纸、化纤、印刷等部门，电机容量已做到600千瓦以上；在机车牵引方面，已经制成容量在1000千瓦左右的牵引电动机，并且在传动系统的设计制造方面，已不存在未能解决的工程技术问题。我国不少单位也在加紧研制，并取得了很大成绩。不久，可控硅无换向器电动机将广泛用于包括机车牵引在内的各个领域。

第七章　劈　相　机

在单相工频交流电力机车上，广泛采用三相异步电动机来驱动各种辅助机械。为了把电网的单相交流电变为辅助电动机需要的三相交流电，必须借助一种特殊的电机——劈相机。

劈相机是将单相交流电改变为多相交流电的旋转电机，它实质上是由单相电动机与多相发电机组合而成的电机。这种电机可以是同步型的，也可以是异步型的。我国韶山型电力机车的辅助回路，是采用异步劈相机来供电的。

本章将讨论异步劈相机的基本原理；讨论它的内部物理过程及分析方法；并结合辅助系统介绍该电机运行中的一些问题。

§ 7—1　异步劈相机的工作原理

异步劈相机的构造与普通三相异步电机相同，如图 7—1 所示。其定子上有三相绕组 oa、ob 和 oc，转子则通常是鼠笼式的。当定子绕组 cb 相接至单相电源时，流经绕组 oc、ob 中的电流产生一个大小随时间作正弦变化、而空间位置不动的脉振磁场。如果用某种方法使转子转动起来，这时劈相机就作为一台单相异步电动机运行。一个脉振磁场可以分解为两个幅值相同、方向相反的旋转磁场。若把和转子转向一致的旋转磁场称正序磁场，把和转子转向相反的称为负序磁场，设转子转速为 n，则正序磁场对转子的相对转差 s_1 为

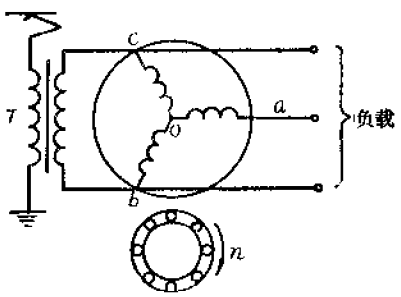


图 7—1　劈相机原理线路图

$$s_1=\frac{n_1-n}{n}$$

和普通三相异步电动机一样，s_1 很小（约为0.02～0.03）。负序磁场对转子相对转差为 s_2，则

$$s_2=2-s_1$$

这样，转子以几乎两倍于同步转速的速度切割负序旋转磁场，并在转子导体中感应出几乎两倍电网频率的电势和电流，此电流产生的磁场抵消了负序磁场。因此，在劈相机转动以后，可以认为在气隙内只有正序旋转磁场存在。此磁场和转子中正序电流作用建立旋转力矩，同时该磁场切割定子绕组 oa、ob 和 oc 并感应出电势 E_{oa}、E_{ob}、E_{oc}。因为绕组 oa、ob、oc 在空间彼此相差120°电角度，故 E_{oa}、E_{ob} 和 E_{oc} 是一组三相电势。也就是说，从 a、b、c 三个端点来看，此电机又是一台三相发电机，可以供给三相电负载。

由上可知，异步劈相机实质上是单相异步电动机和三相发电机的组合体，既可以在它的轴上接机械负载，同时也可以在 a、b、c 三相接上电负载。绕组 c o b 与转子起着单相电

动机作用；而绕组oa，ob，oc和转子则起着三相发电机作用。当没有电负载时，仅绕组c o b中有电流，我们称此电流为电动机电流，因为此电流和转子作用产生力矩。当加上电负载以后，在绕组oa、ob及oc中重新加上了一组电流，该电流和转子作用产生了反力矩，故这一组电流称为发电机电流。由此可知，在劈相机绕组oa中，仅有发电机电流流通，而在绕组ob及oc中，同存在着电动机电流和发电机电流。

在劈相机运行时，首先要解决的问题是：如何在负载后（或负载变动后）保持输出电压的对称性。

若在空载时，劈相机a、b、c三端的电压为三相对称电压，如图7—2中等边三角形，当劈相机加上电负载以后，即使三相负载电流是对称的，但是由于在绕组oc、ob中既有电动机电流，也有发电机电流，故劈相机各相中的电流是不对称的，不对称电流引起不对称的电压降。在感性负载情况下，发电机电流引起的电压降将使绕组的端电压小于感应电势，而电动机电流将使端电压大于感应电势。因此，即使空载时劈相机输出电压对称，但在负载后，由于不对称的电压降，从而使劈相机三相端电压不对称。此外，没有完全被抵消的剩余的负序磁场，也将在绕组中感应出负序电势，这又进一步造成了电压的不对称。

劈相机输出电压的不对称，将影响辅助电机的正常运行，为了改善劈相机电压的对称性，可以采取下面两方面措施：

1. 劈相机定子采用不对称绕组，即定子各相绕组匝数不同、空间夹角也不等，如图7—3（a）所示。这样，虽然空载时三相电压不对称（图7—3b），但在负载以后，可使三相电压对称。这种方法比较简单，只要适当选择定子上三相绕组的匝数及三相间的夹角α、β及γ即可。但是，在负载改变时，并不能保证三相电压总是对称的，因为不对称程度是随着负载改变而改变的。

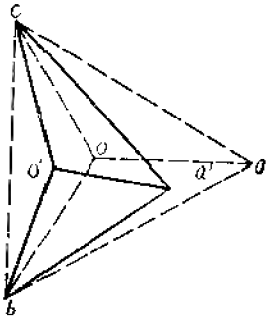


图7—2　负载后端电压不对称原理图

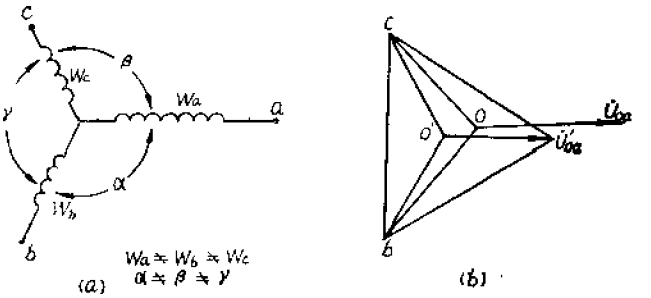


图7—3　不对称定子结构及端电压关系图

2. 在发电机相和电源之间并联电容，如图7—4（a）所示。这时，流经电容c的电流I_{CK}引前电压U_a90°，如图7—4（b）所示。设负载电流$\dot{I}_A$为滞后电流（滞后电压U_a一个φ角）。在没有并联电容时，此电流即为流过绕组oa相的电流。在并接电容后，流经oa相为电流I'_A，而$\dot{I}'_A=\dot{I}_A+\dot{I}_{CK}$。显然，$I'_A$小于$I_A$，亦即并联电容后可以减小流过绕组$oa$的电流，因而减小其电压降，故减低劈相机电压的不对称性。

由上面分析可知：劈相机的核心问题是电压对称性问题。因此，分析劈相机内部物理过程，实际上就是分析具有不对称定子绕组的感应电机的问题。分析不对称结构的方法，归结起来有两种：正、负序磁场法和对称分量法。前者是以正、负序磁场为基础进行分析的，根据变压器原理建立劈相机各相间磁势平衡方程式，并进一步求得各相电压平衡方程式，该方

法推导简单、概念清楚。但是，这种方法由于没有建立等值电路，使得需要进一步求解起动电阻及为了改善对称性要求的电容都是不可能的。后一种方法是把不对称结构的劈相机进行对称分析，把不对称绕组折换成假想的对称绕组，分别建立正、负序等值电路，能很简单的列出定子和转子间电压、电流方程式。利用这个方法能够分析劈相机最好的对称条件，可以用来确定不对称定子绕组的匝数比以及求出并联电容的合适数值。

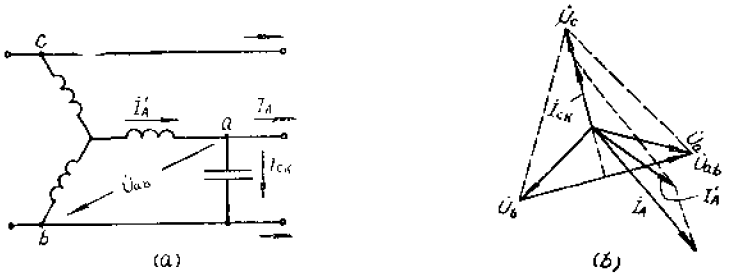


图 7 — 4　并联电容的接线图及向量图
（a）接线图；（b）向量图。

§ 7 — 2　不对称结构的分析方法

在分析定子具有对称绕组而三相电流不对称时的一般电机的不对称问题时，我们可将三相电流分解为正序电流、负序电流和零序电流。正序电流是一组对称的三相电流，它在三相对称绕组中流通时，产生正序旋转磁场。同样，负序电流在对称绕组中产生负序磁场，它的转向和正序磁场以及转子转向相反。当定子Y接时，零序电流和零序磁场不存在。

在分析不对称结构的劈相机时，由于三相绕组的不对称和三相电流的不对称，如果仍按一般方法将定子三相电流分解为正序电流和负序电流，则当一组正序电流在三相不对称绕组中流通时，既有正序磁场出现、也有负序磁场出现。同样，当负序电流单独作用于不对称三相绕组时，也同时出现正序磁场和负序磁场。一般的分析方法不可能将气隙中的正序磁场和负序磁场分开，也就不易用等效电路的方式建立起定子和转子的关系。因此，在分析不对称结构劈相机时，就不能简单地采用普通的对称分量法，而必须提出某些新概念，并建立相应的分析方法。

一、磁势和电流

不对称结构的劈相机其定子上的三相绕组如图 7 — 3（a）所示。三相绕组 a、b、c 匝数既不等，在空间位置也不对称。令 W_a、W_b 及 W_c 分别等于每相有效匝数；及 b 相在空间滞后于 a 相 α 电角度和 c 相引前于 a 相 β 电角度。

在不对称电流的情况下，绕组 a、b、c 中的电流分别为

$$i_a=\sqrt{2}I_a\sin\omega t \qquad (7-1)$$

$$i_b=\frac{W_a}{W_b}\sqrt{2}I_a\sin(\omega t-\theta) \qquad (7-2)$$

$$i_c=\frac{W_a}{W_c}\sqrt{2}I_a\sin(\omega t+\phi) \qquad (7-3)$$

式中 I_a——a 相电流的有效值；

θ——i_b滞后i_a的相角；

ϕ——i_c引前i_a的相角。

三相不对称电流在不对称绕组中产生的磁势分别为

$$F_a = kW_a I_a \sqrt{2} \sin x \sin \omega t$$

$$F_b = kW_a I_a \sqrt{2} \sin(x-\alpha) \sin(\omega t - \theta)$$

$$F_c = kW_a I_a \sqrt{2} \sin(x+\beta) \sin(\omega t + \phi)$$

其中 $k = \frac{4}{\pi}$为脉振磁势的分解系数；x 为空间电角度。

经数学推导，上面三式可以改写为

$$F_a = \frac{kW_a}{\sqrt{2}} I_a [\cos(x-\omega t) - \cos(x+\omega t)] \qquad (7-4)$$

$$F_b = \frac{kW_a}{\sqrt{2}} I_a [\cos(x-\omega t-\alpha+\theta) - \cos(x+\omega t-\alpha-\theta)] \qquad (7-5)$$

$$F_c = \frac{kW_a}{\sqrt{2}} I_a [\cos(x-\omega t+\beta-\phi) - \cos(x+\omega t+\beta+\phi)] \qquad (7-6)$$

式（7—4）～（7—6）是不对称电流通入不对称绕组时的磁势方程式。在这三个方程式中，方括号中的第一项表示正序旋转磁场；第二项表示负序旋转磁场。

下面讨论两种特殊情况，并用对称分量法求解各相电流。

1. 第一种情况

当

$$\alpha + \theta = 240^\circ \qquad (7-7)$$

$$\beta + \phi = -120^\circ \qquad (7-8)$$

时，由式（7—4）、（7—5）、（7—6）知，三相总的负序磁场等于零，在电机气隙中仅有正序磁场存在，这时三相绕组中流通一组产生正序磁场的电流。根据式（7—1）、（7—2）、（7—3）给出的关系，这一组电流为

$$\dot{I}_{a1} \qquad \frac{W_a}{W_b}\dot{I}_{a1}\angle -\theta \qquad \frac{W_a}{W_c}\dot{I}_{a1}\angle \phi。$$

2. 另一种情况

当

$$\alpha - \theta = 240^\circ \qquad (7-9)$$

$$\beta - \phi = -120^\circ \qquad (7-10)$$

时，三相总的正序磁场等于零，在电机气隙中仅存在负序磁场。这时，三相绕组中流通一组产生负序磁场的电流。在 a、b、c 三相中，这一组电流分别为

$$\dot{I}_{a2} \qquad \frac{W_a}{W_b}\dot{I}_{a2}\angle -\theta \qquad \frac{W_a}{W_c}\dot{I}_{a2}\angle \phi$$

比较式（7—7）、（7—8）和式（7—9）、（7—10）可知，如果θ 与ϕ 采用式（7—7）、（7—8）所示之值，则产生负序磁场所需的一组电流应为

$$\dot{I}_{a2} \qquad \frac{W_a}{W_b}\dot{I}_{a2}\angle \theta \qquad \frac{W_a}{W_c}\dot{I}_{a2}\angle -\phi$$

设 a、b、c 三相之总电流分别为 $\dot{I}_a$、$\dot{I}_b$、$\dot{I}_c$，则可以按上述原则此将一组电流分解为三个组成部分

即

$$\dot{I}_a=\dot{I}_{a1}+\dot{I}_{a2}+\dot{I}_{a0} \quad (7-11)$$

$$\dot{I}_b=\frac{W_a}{W_b}\dot{I}_{a1}\angle -\theta+\frac{W_a}{W_b}\dot{I}_{a2}\angle\theta+\frac{W_a}{W_b}\dot{I}_{a0}\cdot M \quad (7-12)$$

$$\dot{I}_c=\frac{W_a}{W_c}\dot{I}_{a1}\angle\theta+\frac{W_a}{W_c}\dot{I}_{a2}\angle -\phi+\frac{W_a}{W_c}\dot{I}_{a0}\cdot N \quad (7-13)$$

（Ⅰ）　（Ⅱ）　（Ⅲ）

上面三式表明，组成三相电流$\dot{I}_a$、$\dot{I}_b$、$\dot{I}_c$有三个组成部分：第一组成部分（Ⅰ）的电流只产生正序磁场；第二组成部分（Ⅱ）的电流只能产生负序磁场

$$\dot{I}_{a0}\qquad \frac{W_a}{W_b}\dot{I}_{a0}\cdot M\qquad \frac{W_a}{W_c}\dot{I}_{a0}\cdot N$$

称为第三组成部分(Ⅲ)，这部分电流产生的合成磁场等于零。应该指出，第三组成部分的电流虽不产生磁场，但是为了满足电流的分解其存在是必需的。式中系数M和N可用下法求得：令三相中第（Ⅲ）组成部分的电流为$\dot{I}_{a0}$、$\dot{I}_{b0}$、$\dot{I}_{c0}$，因为三相合成磁场等于零，故可得

$$W_bI_{b0}\sin\alpha=W_cI_{c0}\sin\beta$$

$$W_bI_{b0}\cos\alpha+W_cI_{c0}\cos\beta=-W_aI_{a0}$$

由上两式解出I_{b0}与I_{a0}及I_{c0}与I_{a0}的关系，故得

$$M=-\frac{\sin\beta}{\sin(\alpha+\beta)} \quad (7-14)$$

$$N=-\frac{\sin\alpha}{\sin(\alpha+\beta)} \quad (7-15)$$

由式（7—11）、（7—12）、（7—13）可知，三相电流中的第一组成部分在数值上既不相等，在相位上也不对称。它们的关系可用图7—5（a）的向量图来表示。同样地第二组成部分和第三组成部分的电流可用图7—5（b）及图7—5（c）表示。

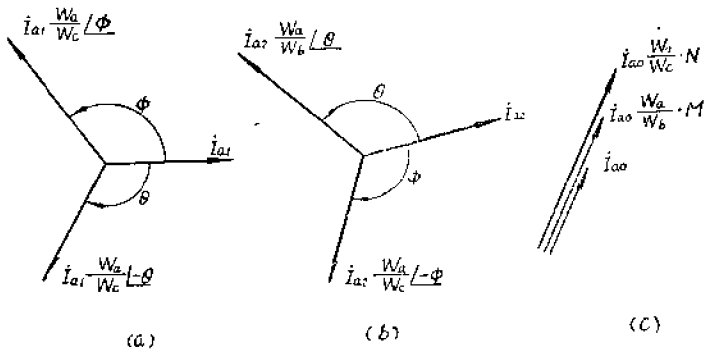


图7—5　不对称结构电流分解关系图
（a）产生正序磁场电流；（b）产生负序磁场电流；（c）产生零序磁场电流。

由式（7—14）和（7—15）看出，如果$\alpha=\beta=120°$，并令$W_a=W_b=W_c$，则得对称定子绕组。这时，系数$M=N=1$，于是第三组成部分等于I_{a0}，即等于零序电流。另外，在假设条件下$\theta=120°$，$\phi=-240°$，故第一组成部分电流为$\dot{I}_{a1}$，$\dot{I}_{a1}\angle -120°$，$\dot{I}_{a1}\angle -240°$，

即为正序电流；第二组成部分电流为$\dot{I}_{a2}$，$\dot{I}_{a2}\angle 120$，$\dot{I}_{a2}\angle 240$，即等于负序电流，所得的结果和一般的不对称分析一样。由此可见，式（7—11）、（7—12）和（7—13）给出的分析方法和所示的结果是普遍的关系，既适用于不对称绕组，也可用于对称绕组。

在三相电流$\dot{I}_a$、$\dot{I}_b$、$\dot{I}_c$已知的情况下，可从式（7—11）、（7—12）、（7—13）求得$\dot{I}_{a1}$、$\dot{I}_{a2}$及$\dot{I}_{a0}$

$$\dot{I}_{a1}=\frac{(N\angle\theta-M\angle-\phi)\dot{I}_a+\frac{W_b}{W_a}(\angle-\phi-N)\dot{I}_b+\frac{W_c}{W_a}(M-\angle\theta)\dot{I}_c}{2j[N\sin\theta+M\sin\phi-\sin(\theta+\phi)]} \tag{7—16}$$

$$\dot{I}_{a2}=\frac{(M\angle\phi-N\angle-\theta)\dot{I}_a+\frac{W_b}{W_a}(N-\angle\phi)\dot{I}_b+\frac{W_c}{W_a}(\angle-\theta-M)\dot{I}_c}{2j[N\sin\theta+M\sin\phi-\sin(\theta+\phi)]} \tag{7—17}$$

$$\dot{I}_{a0}=\frac{-\sin(\theta+\phi)\dot{I}_a+\left(\frac{W_b}{W_a}\sin\phi\right)\dot{I}_b+\left(\frac{W_c}{W_a}\sin\theta\right)\dot{I}_c}{N\sin\theta+M\sin\phi-\sin(\theta+\phi)} \tag{7—18}$$

以上各式是不对称绕组结构通入不对称电流时的电流分解关系式。应用时应该注意，在不对称绕组情况下，即使绕组为星接，$\dot{I}_{a0}$一般并不等于零。如果上述各式应用于对称绕组时，有$\alpha=\beta=120°$及$W_a=W_b=W_c$等关系，则式（7—16）、（7—17）、（7—18）简化的结果与用一般对称分量法所得的结果相同。所以，上述三式也是一组普遍关系式，既适用于分析不对称绕组，也可用于分析对称绕组。

二、劈相机负载状态的计算

在进行不对称结构的对称分析时，必须知道劈相机定子三相实际电流$\dot{I}_a$、$\dot{I}_b$及$\dot{I}_c$。为此，必须进行负载状态的计算。通常，电源电压$\dot{U}$和负载电流（即a相电流）$\dot{I}_a$是已知的。下面将说明根据负载电流$\dot{I}_a$并利用对称分析法如何确定电流$\dot{I}_b$及$\dot{I}_c$。

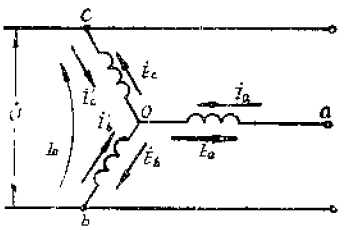


图7—6 劈相机负载状态

如图7—6所示，令$\dot{I}_0$为劈相机无电负载时的空载电流，此电流仅在劈相机电动相b、c两相流通。并令$\dot{I}'_b$及$\dot{I}'_c$为加上电负载后b相和c相所出现的电流。于是，负载后b相的总电流为

$$\dot{I}_b=+\dot{I}_0+\dot{I}'_b \tag{7—19}$$

而c相的总电流为

$$\dot{I}_c=-\dot{I}_0+\dot{I}'_c \tag{7—20}$$

当a相出现电流$\dot{I}_a$时，a相磁势在劈相机中形成了两种旋转磁场：正序磁场和负序磁场。当转子旋转及转差率s甚小时，转子对正序旋转磁场相对速度很低，故转子对正序磁场的抵消作用很小。可以认为$\dot{I}_a$所产生的正序磁场几乎全部被定子上b、c两相所产生的磁场抵消。因此，在出现负载电流$\dot{I}_a$以后，劈相机中磁势平衡关系是这样的：$\dot{I}_a$所产生的负序磁势为转子及定子b、c两相相应的磁势抵消，而正序磁势则全部被定子b、c两相附加电流$\dot{I}'_b$及$\dot{I}'_c$所产生的磁势平衡。根据上述分析可知，劈相机气隙中合成正序磁势等于零。因为

电流的第一组成部分产生正序磁场，故在电流$\dot{I}_a$、$\dot{I}'_b$、$\dot{I}'_c$中将不存在第一组成部分。由此结论并根据式（7－11）～（7－13）可得

$$\dot{I}_{a1}=0$$

从式（7－16）得

$$(N\angle\theta-M\angle-\phi)\dot{I}_a+\frac{W_b}{W_a}(\angle-\phi-N)\dot{I}'_b+\frac{W_c}{W_a}(M-\angle\theta)\dot{I}'_c=0 \tag{7—21}$$

考虑到空载电流$\dot{I}_0$，式(7－21）中的$\dot{I}'_b$及$\dot{I}'_c$即为式（7－16）中的$\dot{I}_b$和$\dot{I}_c$。另一关系为

$$\dot{I}_a+\dot{I}'_b+\dot{I}'_c=0 \tag{7—22}$$

联解（7－21）及（7－22）式，最后得

$$\dot{I}_b=\dot{I}_0+\frac{\left[\frac{W_c}{W_a}M+M\angle-\phi-\left(\frac{W_c}{W_A}+N\right)\angle\theta\right]\dot{I}_a}{\frac{W_b}{W_a}\angle-\phi+\frac{W_c}{W_a}\angle\theta-\frac{W_b}{W_a}N-\frac{W_c}{W_a}M} \tag{7—23}$$

$$\dot{I}_c=-\dot{I}_0+\frac{\left[\frac{W_c}{W_a}N+N\angle\theta-\left(\frac{W_b}{W_a}+M\right)\angle-\phi\right]\dot{I}_a}{\frac{W_b}{W_a}\angle-\phi+\frac{W_c}{W_a}\angle\theta-\frac{W_b}{W_a}N-\frac{W_c}{W_a}M} \tag{7—24}$$

在已知负载电流$\dot{I}_a$及空载电流$\dot{I}_0$的条件下，根据上面两式，即可求得劈相机b、c两相的实际电流。

三、劈相机端电压的对称分析

在分析具有对称绕组的一般电机的不对称问题时，可以直接应用对称分量法把电流化为正序电流和负序电流，并可列出每一相序的等值电路来求解电压和电流的关系。在异步劈相机中，由于绕组结构的不对称，显然，它不能用一般方法简单地列出一相等值电路，而必需采取一些处理办法，把不对称绕组结构，折换成假想的对称绕组，再分别列出正、负序等值电路来进行求解。

在式（7－11）～（7－13）中，我们曾将三相电流$\dot{I}_a$、$\dot{I}_b$及$\dot{I}_c$分成了三个组成部分，其目的是为了建立起定子与转子间电流、电压的关系。定子与转子是通过气隙磁场联系起来的。因此，欲建立两者的关系，必须首先从旋转磁场的概念出发。

由三相电流中第一组成部分产生的磁场是正序磁场，从式（7—4）～（7—6）可知，由三相产生的总的正序磁场为

$$F_1=\frac{kW_aI_{a1}}{\sqrt{2}}[\cos(x-\omega t)+\cos(x-\omega t-\alpha+\theta)+\cos(x-\omega t+\beta-\phi)] \tag{7—25}$$

将式（7—7）、（7—8）中θ、ϕ之值代入，经简化后，上式写为

$$F_1=\frac{3kI_{a1}W_a}{\sqrt{2}}\frac{L}{3}\cos(x-\omega t-\psi) \tag{7—26}$$

式中

$$L=\sqrt{(1-\cos\gamma\cos\delta-\sqrt{3}\sin\gamma\cos\delta)^2+(\sin\delta\cos\gamma+\sqrt{3}\sin\gamma\sin\delta)^2} \tag{7—27}$$

$$\operatorname{tg}\psi=\frac{-\sin\delta(\cos\gamma+\sqrt{3}\sin\gamma)}{1-\cos\gamma\cos\delta-\sqrt{3}\sin\gamma\cos\delta} \tag{7—28}$$

以及

$$\gamma=\alpha+\beta \qquad \delta=\alpha-\beta$$

式（7—26）表示为当一组三相电流 $\dot{I}_{a1}$、$\frac{W_a}{W_b}\dot{I}_{a1}\underline{/-\theta}$、$\frac{W_a}{W_c}\dot{I}_{a1}\underline{/\phi}$ 在不对称绕组中流通时产生的总磁势。

现在，假设定子绕组是对称的，各相匝数相等并等于 a 相匝数，并令流过此绕组的三相电流为一组正序电流 $\dot{I}_{a1}$、$\dot{I}_{a1}\underline{/-120^\circ}$、$\dot{I}_{a1}\underline{/120^\circ}$，则此时在空气隙中产生的正序旋转磁势为

$$F_1'=\frac{3kI_{a1}W_a}{\sqrt{2}}\cos(x-\omega t) \tag{7—29}$$

比较式（7—29）和式（7—26）可知，如果在上述的对称绕组中有一组正序电流 $\frac{L}{3}\dot{I}_{a1}\underline{/\psi}$、$\frac{L}{3}\dot{I}_{a1}\underline{/\psi-120^\circ}$、$\frac{L}{3}\dot{I}_{a1}\underline{/\psi+120}$流通，则式（7—29）所示的结果和式（7—26）的结果相同。

由此可知，式（7—26）所示的不对称绕组的正序磁势可以认为是由一个假想的对称绕组所产生，此对称绕组每相的匝数等于定子 a 相的匝数，在此绕组中流通的电流为一组正序电流 $\frac{L}{3}\dot{I}_{a1}\underline{/\psi}$、$\frac{L}{3}\dot{I}_{a1}\underline{/\psi-120^\circ}$、$\frac{L}{3}\dot{I}_{a1}\underline{/\psi+120^\circ}$。定子匝数，电流作上述等效转换，对转子电路并无影响。因为定子和转子是通过旋转磁场联系起来的，转子对定子的反应仅决定于旋转磁场的本身，而与产生此磁场的方式无关。因此，对转子来说，可以假想定子绕组是对称的，在 a 相中流的正序电流为 $\dot{I}_{a1}\frac{L}{3}\underline{/\psi}$。这样，就可以绘出正序磁场对应于定子每一相的等效电路。例如，对于 a 相，如图 7—7 所示。

$\dot{Z}_c$——定子 a 相的漏磁阻抗；

$\dot{Z}_{r1}$——归算到定子 a 相绕组的转子正序阻抗，可以表示为 $\dot{Z}_{r1}=(r_2/s)+jx_2$；

r_2——归算到定子 a 相的转子电阻；

x_2——归算到定子 a 相的转子漏抗；

s——转子正序磁场的转差率。

根据图 7—7 所示的等效电路，可以求解在正序磁场作用下定子与转子间电流、电压关系。图中 $\dot{I}_{r1}$ 为在正序磁场作用下已归算到定子 a 相的转子电流。

同理，由三相电流中的第二组成部分产生的磁场是负序磁场。根据式（7—4）～（7—6）所给的关系，经过简化后，可得负序磁场的磁势为

$$F_2=-\frac{3kI_{a2}W_aL}{\sqrt{2}\ 3}\cos(x+\omega t-\psi) \tag{7—30}$$

其中 L、ψ 之值与式（7—26）中相同。

根据与正序磁场类似的推导和论证，可以认为式（7—30）所得的负序磁场是由一组负序电流 $\dot{I}_{a2}\frac{L}{3}\underline{/-\psi}$、$\dot{I}_{a2}\frac{L}{3}\underline{/-\psi+120^\circ}$ 及 $\dot{I}_{a2}\frac{L}{3}\underline{/-\psi-120^\circ}$ 在假想的对称绕组（其每相

匝数等于定子 a 相的匝数）中流通时所产生。图 7 — 8 绘出了负序磁场作用时定子 a 相的等效电路。图中 $\dot{I}_{r2}$ 为在负序磁场作用下转子电流归算到定子 a 相之值，$\dot{Z}_{r2}$ 为归算到定子 a 相的转子负序阻抗，它等于

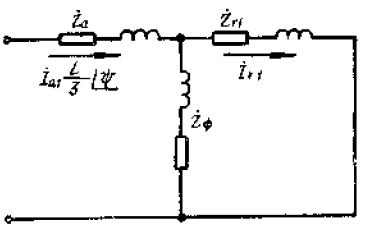


图 7 — 7　正序磁场作用时 a 相等效电路

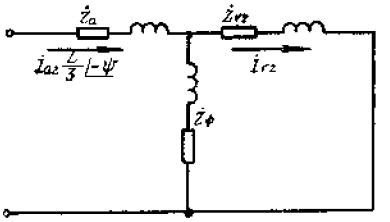


图 7 — 8　负序磁场作用时 a 相等效电路

$$\dot{Z}_{r2}=\frac{r_2}{2-s}+jx_2$$

根据上面得出的正、负序磁场作用下的劈相机的等效电路，可以很方便的写出每一相电压方程式。

对于 a 相来说

$$\dot{U}_a=\dot{E}_a+\dot{I}_a\dot{Z}_a \tag{7—31}$$

其中

$\dot{U}_a$ —— 定子 a 相端电压；

$\dot{E}_a$ —— 在定子 a 相中由旋转磁场所感应的总电势；

$\dot{I}_a$ —— a 相总电流。

而

$$\dot{E}_a=\dot{E}_{a1}+\dot{E}_{a2} \tag{7—32}$$

式中 $\dot{E}_{a1}$ —— 正序磁场在 a 相中所感应的电势；

$\dot{E}_{a2}$ —— 负序磁场在 a 相中所感应的电势。

由图 7 — 8 及 7 — 9 可得

$$\dot{E}_{a1}=\dot{I}_{a1}\frac{L}{3}\angle\psi\,\frac{\dot{Z}_\phi\dot{Z}_{r1}}{\dot{Z}_\phi+\dot{Z}_{r1}} \tag{7—33}$$

$$\dot{E}_{a2}=\dot{I}_{a2}\frac{L}{3}\angle-\psi\,\frac{\dot{Z}_\phi\dot{Z}_{r2}}{\dot{Z}_\phi+\dot{Z}_{r2}} \tag{7—34}$$

b 相的电压方程式为

$$\dot{U}_b=\dot{E}_b+\dot{I}_b\dot{Z}_b \tag{7—35}$$

其中 $\dot{E}_b$ —— 在定子 b 相中由旋转磁场所感应的总电势；

$\dot{Z}_b$ —— 定子 b 相的漏磁阻抗。

并且

$$\dot{E}_b=\frac{W_b}{W_a}\dot{E}_{a1}\angle-\alpha+\frac{W_b}{W_a}\dot{E}_{a2}\angle\alpha \tag{7—36}$$

c相电压方程式可以写成

$$\dot{U}_c=\dot{E}_c+\dot{I}_c\dot{Z}_c \qquad (7-37)$$

$$\dot{E}_c=\frac{W_c}{W_a}\dot{E}_{a1}\angle\beta+\frac{W_c}{W_a}\dot{E}_{a2}\angle-\beta \qquad (7-38)$$

由上面分析可知，在劈相机绕组参数已知的情况下，假如负载电流I_a已知，则只要依据推导出的劈相机各相电压方程式，即可对劈相机电压及电流对称性进行计算。或者，从最佳的对称条件出发，来确定劈相机不对称绕组的匝数关系。

四、不对称定子绕组匝数的估算

这里简单地介绍一下如何应用电压方程式对劈相机绕组匝数的初步估算问题。在定子三相绕组对称的情况下，当定子a相有电流I_a（亦为负载电流）时，根据前面的分析得知，劈相机各相电流中不存在第一组成部分，即$I_{a1}=0$，且在绕组为星接的时$\dot{I}_{a0}=0$，故得

$$\dot{I}_a=\dot{I}_{a2}$$

这就是说，在对称绕组情况下，当加上电负载以后，相当于在a、b、c三相加上一组负序电流，在a相的负序电流即等于负载电流的本身。在设计电机时，这个关系可以用来初步估算采用不对称绕组时三相的匝数比。

令$\dot{U}_a$、$\dot{U}_b$、$\dot{U}_c$为劈相机在负载时所要求的对称电压，$\dot{I}_a$为负载电流以及$\cos\varphi_a$为负载功率因数。作为初步近似，可以忽略空载电流$\dot{I}_0$。根据上面的结论，劈相机b、c相的电流I_b及I_c为负载电流I_a的一组负序电流，其电路图和向量关系示于图7－9和图7—10。而电压方程式为

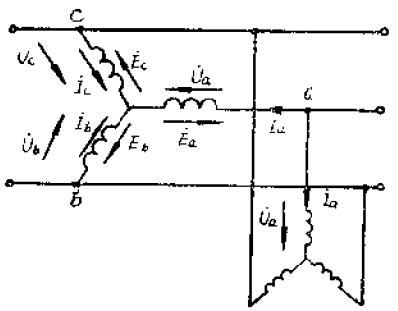


图7－9　劈相机负载线路图

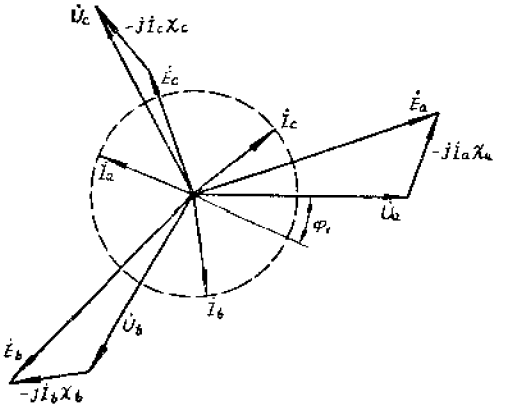


图7—10　负载后电压向量图

$$\dot{E}_a=\dot{U}_a-\dot{I}_a\dot{Z}_a$$

$$\approx\dot{U}_a-j\dot{I}_ax$$

$$\dot{E}_b\approx\dot{U}_b-j\dot{I}_bx$$

$$\dot{E}_c\approx\dot{U}_c-j\dot{I}_cx$$

式中　x——每相漏抗。

根据以上关系，可以完整地绘出不对称绕组的电压向量图，见图7—10。由图可知，如

果在负载时需要获得三相对称的端电压，则 a 、 b 、 c 三相的感应电势 $\dot{E}_a$、$\dot{E}_b$、$\dot{E}_c$ 不应该相等，且 $\dot{E}_a$ 应最大，$\dot{E}_c$ 应最小。由向量图给出电势的比例关系，可初步估计三相匝数之比为

$$W_a : W_b : W_c \approx |E_a| : |E_b| : |E_c|$$

至于 a 、 b 、 c 三相绕组的空间相角，也可从向量图上 $\dot{E}_a$、$\dot{E}_b$ 与 $\dot{E}_c$ 间之相角来确定。

上述情况没有考虑负序磁场的影响，实际上在电机气隙中总存在一些未被完全抵消的负序磁场，它也在定子绕组中感应出一定的电势，并破坏三相电压的对称性。因此，为了保持在负载时三相端电压 $\dot{U}_a$、$\dot{U}_b$、$\dot{U}_c$ 的对称性，上述各相间的匝数之差别以及相角之差别应更加大。

§7—3 劈相机并联电容的计算

在§7—2中曾经谈过，为了保证负载时端电压的对称性，在设计劈相机时可以采用不对称定子绕组。但是劈相机的负载随着机车辅助机械工作情况的不同而经常变动。为了确保在负载改变时劈相机端压也有较好的对称度，在电力机车上用得最多的是分相电容法，即在劈相机的发电相和某一电动相之间并联电容，同时该电容的数值应该随负载的改变作相应的增减。下面介绍一下分相电容的计算方法。

如图7—11所示，在劈相机发电相 a 和电动相之间并联电容 C，且各相电流、电压按图中所示方向定向。其中 I_H 为负载电流；I_{CK} 为电容电流。

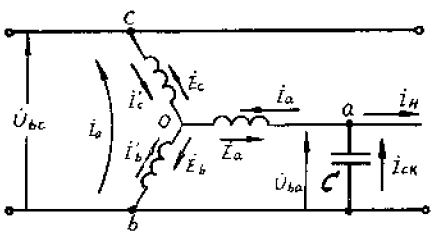


图7—11 并联电容原理图

当连接电容以后，如果要求有满意的对称情况，即要求三相端电压必须是对称的。三相输出电压对称的条件是：$\dot{U}_a$、$\dot{U}_b$、$\dot{U}_c$ 的负序分量 U_2 必须等于零。亦即

$$\dot{U}_2 = \frac{1}{3}(\dot{U}_a + a^2\dot{U}_b + a\dot{U}_c) = 0 \qquad (7—39)$$

即

$$\dot{U}_a + a^2\dot{U}_b + a\dot{U}_c = 0 \qquad (7—39')$$

式中 $a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$。

在忽略空载电流 $\dot{I}_0$ 情况下，将式（7—31）、（7—35）、（7—37）中的 $\dot{U}_a$、$\dot{U}_b$ 及 $\dot{U}_c$ 代入式（7—39），经整理后得

$$3\dot{E}_{a2} + \dot{Z}_1(\dot{I}_a + a^2\dot{I}'_b + a\dot{I}'_c) = 0 \qquad (7—40)$$

如前所述，上式中的 $\dot{I}_a$、$\dot{I}'_b$ 及 $\dot{I}'_c$ 本身是一组负序电流，则括号等于 $3\dot{I}_a$，或等于 $3\dot{I}_{a2}$。因此，式（7—40）改写为

$$3\dot{E}_{a2} + 3\dot{I}_{a2}Z_1 = 0 \qquad (7—41)$$

由负序磁场作用下的等值电路知（参图7—8），如果认为激磁阻抗 $\dot{Z}_\mu \gg \dot{Z}_{r2}$（归算到定子的转子负序阻抗），则 $\dot{E}_{a2} \approx \dot{I}_{a2}\dot{Z}_{r2}$。因此

$$\dot{I}_{a2}(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{r2}) = 0 \qquad (7—42)$$

因为 $(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{r2}) \neq 0$，故上式表明：如果要求电压对称，必须要求 a 相负序电流 $\dot{I}_{a2} = 0$。

我们就根据这一原则来选择满足对称条件时的分相电容值。根据电流的对称分量关系，并满足式（7—42）的条件，可得

$$\dot{I}_{a2}=\frac{1}{3}(\dot{I}_a+a^2\dot{I}_b+a\dot{I}_c)=0 \qquad (7—43)$$

而$\dot{I}_b=\dot{I}'_b+\dot{I}_0$ 以及$\dot{I}_c=\dot{I}'_c-\dot{I}_0$，则

$$\dot{I}_a+a^2(\dot{I}'_b+\dot{I}_0)+a(\dot{I}'_c-\dot{I}_0)=0$$

因此

$$3\dot{I}_a-j\sqrt{3}\,\dot{I}_0=0$$

$$\dot{I}_a=j\frac{1}{\sqrt{3}}\dot{I}_0 \qquad (7—44)$$

式（7—44）表示了电压的对称条件。该式说明：当劈相机在不同负载下工作时，如能保证在发电相a中取电流

$$\dot{I}_a=j\frac{1}{\sqrt{3}}\dot{I}_0$$

则劈相机电压能够保持对称。分析表明，如劈相机a、b间联接适当的电容值，便能满足式（7—44）的要求。在图7—11中，令$\dot{I}_H$为劈相机负载电流；$\dot{I}_{CK}$为流过分相电容的电流。

由图知，流过电容的电流为

$$\dot{I}_{CK}=\dot{I}_a+\dot{I}_H$$

或

$$\dot{I}_{CK}=j\frac{1}{\sqrt{3}}\dot{I}_0+\dot{I}_H \qquad (7—45)$$

根据图7—11中各参数的定向和满足式(7—45)所表示的关系，即可绘出图7—12的向量图。图中空载电流$\dot{I}_0$滞后$\dot{U}_{bc}$90°，$\dot{I}_H$取滞后功率因数。由所得的向量图可知，电流$\dot{I}_{CK}$引前电压$\dot{U}_{ba}$90°，所以证明了接入适当的电容能够满足电压对称的要求。电容C的数值应为

$$C=\frac{I_{CK}}{2\pi fU} \qquad (7—46)$$

式中 U——电源两端电压。

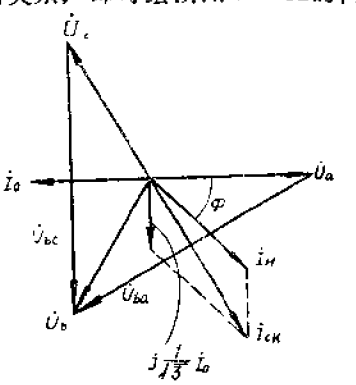


图7—12 并联电容的电压向量图

我国韶山型电力机车采用了并接电容来改善劈相机端电压的对称性，其电容分别接在几个负载电动机上。当电动机起动工作时，它的电容跟着一起接入。这样，当负载在较大的范围内变化时，均能获得较好的对称电压。另外，并接电容还可以改善劈相机的功率因数。

§7—4 劈相机起动及起动电阻计算

异步劈相机的起动与单相异步电动机起动相同，由于单相电动机没有起动力矩，必须采用辅助电动机来起动或采用分相起动方法。分相起动又可分为分相电容起动和分相电阻起动，

在多数情况下采用分相电阻起动。图 7 —13表示了劈相机分相电阻起动的原理图，图 中 R_Q 为起动电阻。

这时，我们可以把劈相机定子看成由两相组成，其中一相是cob，另一相为coa。cob相直接由单相电源供电，而coa相则串联电阻R_Q后由单相电源供电。起动时，cob 相电流 $\dot{I}_{Qb}$ 滞后电源电压 $\dot{U}_{cb}90°$，而coa相电流$\dot{I}_{Qa}$滞后于电压$\dot{U}_{ca}\gamma$角(γ角小于90°)，如图7—14所示。显然，起动时两个相的起动电流存在相位差。另外，这两个相的绕组在空间彼此有相位移，这样，两相的磁动势就组成一个旋转磁场，产生起动力矩 M_Q 而使电机转动起来。

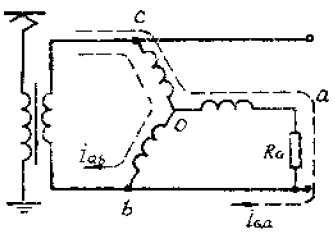


图 7 —13　分相电阻起动原理图

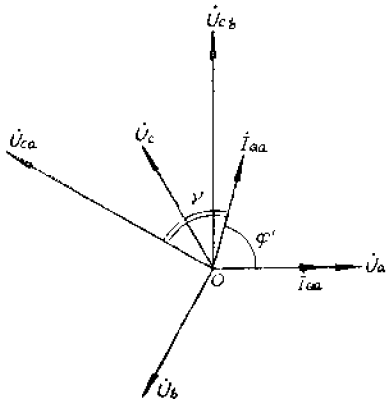


图 7 —14　起动电压、电流向量图

采用上述方法起动，如果起动电阻选择合适，就能获得最大的起动力矩。讨论起动的目的，是要选择最佳的起动电阻值，最佳起动电阻应有最大起动力矩。精确计算不对称绕组劈相机的起动电阻，首先要根据起动电路列出电压方程式，并对电势进行正、负序分解；然后根据等效电路（图 7 — 8 和图 7 — 9 ）及式(7 —33) ～（ 7 —38）对电流进行正、负序分解；再将正、负序电流分别代入力矩公式；最后求解合成力矩即可求出最佳的起动电阻。上述计算过程非常复杂，作为工程计算也是没有必要的。为了使问题简化，可以认为劈相机三相绕组是对称的，并用一般对称分析方法来计算起动电阻。由图 7 —15所示的电路得

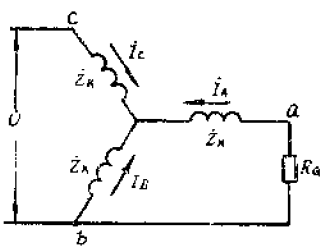


图 7 —15　起动电阻的确定

$$\dot{U}=(\dot{I}_c-\dot{I}_B)\dot{Z}_K \qquad (7-47)$$

$$\dot{U}=(\dot{I}_C-\dot{I}_A)\dot{Z}_K-\dot{I}_AR_Q \qquad (7-48)$$

$$\dot{I}_A+\dot{I}_B+\dot{I}_C=0 \qquad (7-49)$$

式中　$\dot{Z}_K$——电机每相短路阻抗($\dot{Z}_K=r_K+jx_K$)。

将式（ 7 —49）代入式（ 7 —47）得

$$(\dot{I}_A+2\dot{I}_C)\dot{Z}_K=\dot{U}$$

$$\dot{I}_A\dot{Z}_K+2\dot{I}_C\dot{Z}_K=\dot{U}$$

由式（ 7 -48）知

$$2\dot{I}_A(-\dot{Z}_K-R_Q)+2\dot{I}_C\dot{Z}_K=2\dot{U}$$

所以

$$\dot{I}_A=\frac{-\dot{U}}{(3\dot{Z}_K+2R_Q)} \qquad (7-50)$$

又

$$\dot{I}_C=\frac{\dot{U}-\dot{I}_A\dot{Z}_K}{2\dot{Z}_K}=\frac{\dot{U}+\dot{U}\left(\frac{\dot{Z}_K}{3\dot{Z}_K+2R_Q}\right)}{2\dot{Z}_K}$$

$$=\frac{\dot{U}(2\dot{Z}_K+R_Q)}{\dot{Z}_K(3\dot{Z}_K+2R_Q)} \qquad (7-51)$$

及

$$\dot{I}_B=-\dot{I}_A-\dot{I}_C$$

$$=\frac{-(\dot{Z}_K+R_Q)\dot{U}}{(3\dot{Z}_K+2R_Q)\dot{Z}_K} \qquad (7-52)$$

将所得的$\dot{I}_A$、$\dot{I}_B$及$\dot{I}_C$用对称分量分解，则

$$\dot{I}_{A1}=\frac{1}{3}(\dot{I}_A+a\dot{I}_B+a^2\dot{I}_C)$$

$$=\frac{1}{3}\dot{U}\frac{(3a^2\dot{Z}_K-j\sqrt{3}R_Q)}{\dot{Z}_K(3\dot{Z}_K+2R_Q)} \qquad (7-53)$$

$$\dot{I}_{A2}=\frac{1}{3}\dot{U}\frac{(3a\dot{Z}_K+j\sqrt{3}R_Q)}{\dot{Z}_K(3\dot{Z}_K+2R_Q)} \qquad (7-54)$$

应用异步电动机力矩公式可知，起动时正序磁场产生的正向力矩为

$$\frac{3p}{2\pi f}I_{A1}^2r_2'$$

而负序磁场产生的反向电磁力矩为

$$\frac{3p}{2\pi f}I_{A2}^2r_2'$$

因此总的起动力矩可以表示为

$$M_Q=\frac{3p}{2\pi f}[I_{A1}^2r_2'-I_{A2}^2r_2'] \qquad (7-55)$$

将式（7—53）及式（7—54）中的$\dot{I}_{A1}$和$\dot{I}_{A2}$代入式（7—55），并通过$\frac{dM_Q}{dR_Q}=0$的计算，可获得最大起动力矩时的电阻值，其结果为

$$R_Q=\frac{3}{2}(x_K-r_K) \qquad (7-56)$$

式中 x_K、r_K——劈相机每相短路电抗及短路电阻，该参数可以依照设计数据选取，或者根据试验获得。

起动电阻专为起动之用，在起动终了时，应该通过控制电器将起动电阻自动切除，然后再逐个地起动三相辅助电动机。

§7—5 异步劈相机的结构及绕组参数

从结构上来说，异步劈相机和普通异步电动机没有太大的差别。在我国韶山型电力机车上先后采用的YQP-113型及J_2Px82-4型劈相机都是由相近容量的系列三相异步电动机改型设计而成的。

劈相机转子是做成铸铝鼠笼型的。定子绕组根据电压对称条件而做成不对称结构，每相绕组的槽分配、匝数、空间位置以及导线规格都根据对称条件由设计而定。为了便于不同网压绕组的改接以及提高起动力矩，定子绕组总是联成三相星接。图 7 —16及图 7 —17分别表示了YQP-113型劈相机的绕组接线图及电势星形图。

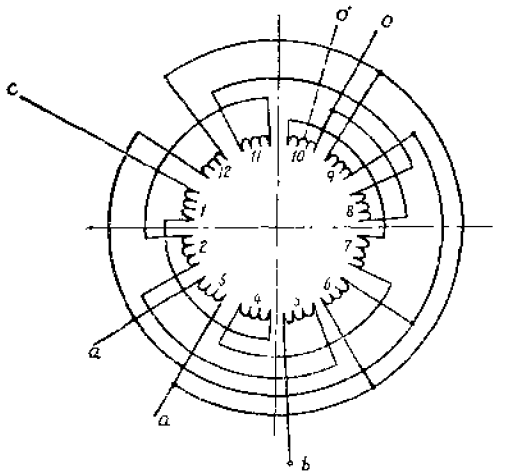


图 7 —16　劈相机绕组接线图

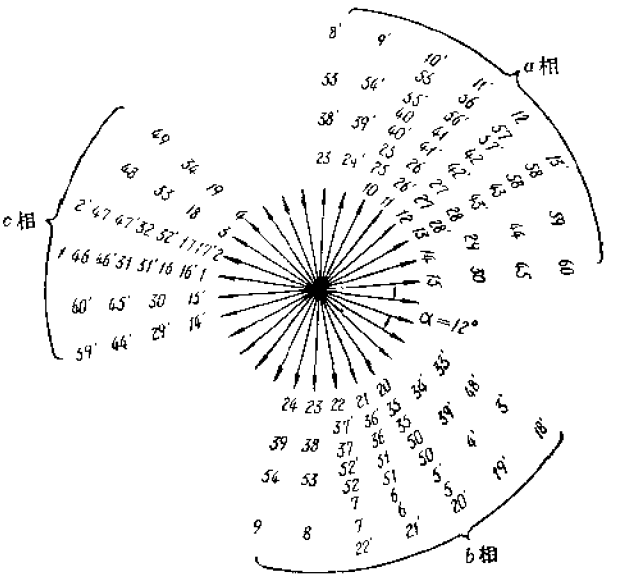


图 7 —17　劈相机电势星形图

表 7 — 1 和表 7 — 2 分别列出了YQP-113型及J_2Px82-4型劈相机的绕组有关参数。

YQP-113型劈相机的有关绕组参数　　表 7 — 1

YQP-113型	电动相绕组		发电相绕组
	cc相	bo相	ao相
极数	4		
槽数	60		
节距	1 ～14		
导线	聚酯漆包圆铜线QZϕ1.34/ϕ1.45		
并联导体数	ϕ1.35/ϕ1.45各12根	ϕ1.35/ϕ1.45各12根	ϕ1.35/ϕ1.45各2根
并联支路数	1	1	4
每线圈匝数	2	2	9
每相串联面数	28	44	54
每极每相槽数	4	5	6

$J_2Px82-4$型劈相机的有关绕组参数 表 7 — 2

$J_2Px82-4$型	电动相绕组		发电相绕组
	*co*相	*bo*相	*ao*相
极数	4		
槽数	60		
节距	1～14		
铜线	高强度聚酯漆包线QZϕ1.4		
并联导体数	ϕ1.4共12根	ϕ1.4共12根	ϕ1.4共5根
并联支路数	2	2	4
每线圈匝数	4	4	9
每相串联匝数	24	48	54
每极每相槽数	3	6	6

第八章　牵引电动机的发热和通风冷却

电机在运行时，铁磁物质及铜绕组均有能量损耗，这些损耗的存在一方面影响电机的效率，另一方面损耗最终都转变为热能，使电机各部分温度升高，引起电机的发热。当电机的温度高于周围空气（或介质）的温度时，热能就开始向周围空气散发，散热的快慢，决定于电机的温度与周围空气温度之差，也决定于电机的散热能力。在一定条件下，电机的温度与周围空气温度差值愈大，以及电机的散热能力愈强，电机的散热愈快。

电机的发热对电机运行性能有很大影响，过高的温度将使绝缘材料损坏而丧失绝缘性能，以致影响电机的使用寿命。同时，过高的温度将引起电机零部件的变形，直接影响电机的安全运转。

要降低电机的温度，除了在设计电机时降低电机的电磁负荷，减小电机的损耗外，主要是加强电机的冷却，使电机发出的热能很快的散发出去。通风冷却是有效的方法，也是牵引电动机常用的方法。通风冷却是通过外部（或内部）的鼓风作用使电机发出的热量很快的排到周围空气中去，使电机保持一定的对周围空气的温升值。

应该指出，对于温升和冷却的问题，必须全面考虑。不能认为温升越低越好，这是因为一定等级的绝缘材料允许一定的温升，温升过低说明有效材料及绝缘材料没有被充分利用。最合理的办法是在充分利用有效材料的前提下，尽可能地加强通风冷却效能，使电机的最终温升不超过所用绝缘材料允许的温升值。

本章包括研究电机发热和冷却两方面的内容。讨论发热时，先叙述电机的温升及其限度，再讨论发热的物理过程，然后结合牵引电动机的实际情况，介绍一下发热计算的基本方法。讨论通风冷却时，先介绍牵引电动机常用的通风方式，然后简要的讨论一下在进行通风系统设计时所遵循的原则。

§8—1　电机的温升及温升测量

电机在投入运行以后，由于电机中的损耗转变为热量，电机各部分温度将高于周围空气（介质）的温度。电机某部分温度θ_1与周围冷却介质的温度θ_0之差，称为该部分的温升，以θ表示，即

$$\theta=\theta_1-\theta_0 \qquad (8-1)$$

由于电机周围介质温度可以不同，所以电机各部分温度的高低并不能代表电机的发热和散热情况，温度高并不一定表示电机的发热量多。故在设计和使用电机时，通常以温升高低作为评价电机性能的一个指标。

但是，决定绝缘材料寿命的因素是温度（参阅第一章表1—1）而不是温升。为了统一两者之间的关系，在设计电机时，就必须考虑电机具体运行地点和冷却介质的最高温度，规定一个周围介质温度，以便限制电机的温升，使电机运行时的温度不致超过允许数值。考虑了上述情况，我国电力和热电机车车辆直流牵引电动机基本技术条件（JB1093—67)中规定

了相对冷却空气为＋25°C时电机各部分的允许温升限值（见第一章表1—2）。

由于测量方法不同，对同一物体的温度可能测得不同的温度数值，因此，在规定温升限度的同时，应规定具体的测温方法，测温的方法通常有温度计法、电阻法和埋置检温计法等，现分述如下：

1. 温度计法

温度计法是用温度计直接测量电机各部分温度的方法。此法比较简便，但温度计不能测到电机最热点的温度，因此通常将温度计法测得的温升规定得低一些。

2. 电阻法

此法是通过测量绕组冷态和热态时的电阻来换算出绕组热态时的温度。例如对铜绕组来说，若已测得绕组在冷态θ_0度时的电阻R_0和热态时的电阻R_θ，则可由下式

$$\frac{R_\theta}{R_0}=\frac{234.5+\theta}{234.5+\theta_0} \qquad (8-2)$$

求出绕组在热态时的温度θ为

$$\theta=\theta_0+\frac{R_\theta-R_0}{R_0}(234.5+\theta_0) \qquad (8-3)$$

显然，电阻法求得的温度是整个绕组的平均温度，并非绕组最热点的温度。

3. 埋置检温计法

检温计有热电偶和电阻温度计两种，在电机装配时就将它们埋置在需要测温的部位（如上、下层导体之间或导体与槽底之间）。在电机运行时，通过测量热电偶的电势或电阻温度计的电阻便可确定被测地点的温度。检温法虽然比较复杂，但能测到接近于电机内部最热点的温度，因此大型电机中广泛采用这种方法。

§8—2 发热过程的分析

本节主要讨论电机带负载以后温度升高的物理过程和决定电机温升大小的因素。这里所说的温升，是指电机加上负载经过一段时间以后所达到的稳定温升。

电机在运行时，各部分的温度是不均匀的，因为它有好几个热源同时发热，致使各部分温升不等而存在热的交换。在热能流通和散热时，外界不确定因素也过多。为了简化分析，可以将电机各部分看成为温度均匀的固体，该固体所有表面均匀散热且内部没有温差，也就是它的导热系数趋于无穷大。下面首先从研究均质等温体的发热入手，分三个问题对电机发热过程进行分析。

一、热平衡方程式

当均质固体开始发热以后，各部分温度逐渐升高，经过一段加热过程，最后达到稳定值。在这段加热过程中，由损耗所转化成的热，一部分被电机吸收使其温度升高，另一部分散发到周围介质中去。根据能量守恒定律，在任一时间间隔dt内所产生的热，一定等于被电机吸收的热和散发到周围介质中热的总和，这个关系可以用下列方程式来表示，即

$$Adt=CGd\theta+aS\theta dt \qquad (8-4)$$

式中 A——固体每秒钟所产生的热量。若热量单位为焦耳，则A的单位为焦耳/秒，即瓦；

C ——物体的比热，即 1 千克物质升高1°C所吸收的热量，瓦·秒/公斤·度；

α ——散热系数，即每平方米表面，每 1°C 的温度差，每秒时间内所散出的热量，瓦/米²·度；

G ——物体的重量，公斤；

S ——物体的散热表面，米²。

设物体开始发热（$t=0$）时，起始温升为θ_0，经过时间 t 的温升为θ，则

$$\int_0^t dt = CG\int_{\theta_0}^{\theta}\frac{d\theta}{A-\alpha S\theta} \qquad (8-5)$$

当A为恒定值而α认为是常数时，上式的解为

$$\theta=\frac{A}{\alpha S}\left(1-e^{-\frac{\alpha S}{CG}t}\right)+\theta_0 e^{-\frac{\alpha S}{CG}t} \qquad (8-6)$$

如令 $\frac{GC}{\alpha S}=T$ ——发热及冷却的时间常数，秒；

$\frac{A}{\alpha S}=\theta_\infty$ ——稳定温升。

则上式可表示为

$$\theta=\theta_\infty\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right)+\theta_0 e^{-\frac{t}{T}} \qquad (8-7)$$

如物体起始时温升是零，上式就成为

$$\theta=\theta_\infty\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right) \qquad (8-8)$$

式（8－8）表示的温升变化如图 8－1 所示。

二、温升曲线的意义

图 8－1 所示为均质固体的发热曲线，这一曲线是物体发热时其温升随时间按指数函数变化的曲线，该曲线和直流电流在$R-L$线路中的建立过程相似。讨论温升曲线重点研究稳定温升和时间常数这两个参数的意义。时间常数T和稳定温升θ_∞在前面已提到过，下面分别加以分析。

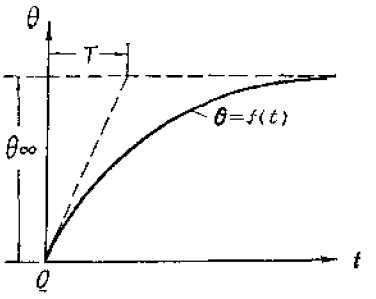


图 8－1　均质固体的发热曲线

当发热物体经过较长时间，温度升高到一定数值后，这时发出的热量等于散出去的热量，物体的温度便不再升高，此时物体的温升，称之为稳定温升，以θ_∞表示，因为此时$\frac{d\theta}{dt}=0$，$A=\alpha S\theta$，所以

$$\theta_\infty=\frac{A}{\alpha S} \qquad (8-9)$$

由式（8－9）可知，稳定温升决定于物体产生损耗的大小、物体散热表面的面积和表面散热系数α。因为A和负载大小有关，所以温升也决定于负载，负载加大时，损耗增多，最后的稳定温升也越高。θ_∞与物体的重量、比热以及起始的温度无关。如欲降低稳定温升有两种办法，一是降低电机各种损耗，二是提高电机的散热能力αS。从电机设计的角度来看，降低稳定温升是和缩小电机体积、提高电磁负荷和电机的利用率相矛盾的，因此必须妥善处理它们之间的关系，并尽可能采用新材料、新结构及新工艺等。

就一定物体来讲，时间常数 T 中的 G 和 S 是常数，而 C 和 α 在一定温度范围内变化甚小，因此 T 实际上变化不大。它是一个常数。如果将式（8—9）中 $A=\alpha S\theta_\infty$ 代入公式 $T=\frac{CG}{\alpha S}$，则 $T=\frac{GC\theta_\infty}{A}$。我们从此式可以看出，$T$ 代表时间，它是重量为 G、比热为 C、且每秒产热为 A 的物体在热量不散走时，物体达到最后稳定温升 θ_∞ 所需的时间，所以，T 称为物体的发热时间常数。

从图 8—1 可以看出，时间常数 T 可以通过作图法得到，就是通过坐标原点作温升曲线的切线，此切线与稳定温升线的交点在横坐标方向的数值即为 T 值。在四、五倍时间常数 T 的时间内，实际上物体温升便可达到稳定值。

三、冷却过程及冷却曲线

当物体已达到稳定温升以后，如果使其停止发热。因为此时有温差存在，物体便向外散发热量，温升即从 θ_∞ 开始下降，直至和周围介质的温度相等为止。对均质固体，冷却过程的基本方程式为

$$\alpha S\theta dt+CGd\theta=0 \qquad (8-10)$$

或

$$\int_0^t dt=-\frac{CG}{\alpha S}\int_{\theta_\infty}^{\theta}\frac{d\theta}{\theta}$$

将上式积分化简，得

$$\theta=\theta_\infty e^{-\frac{\alpha S}{CG}t}=\theta_\infty e^{-\frac{t}{T}} \qquad (8-11)$$

式（8—11）说明物体冷却时其温升与时间的关系，如图 8—2 所示。当 $t=0$ 时，$\theta=\theta_\infty$，经过四、五倍时间常数 T 的时间后，温升便可达到零。对于电机，若发热及冷却时的散热系数 α 相同，则冷却的时间常数 T 和发热时的一样。

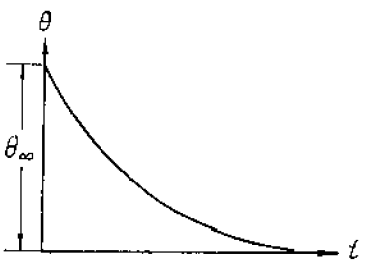


图 8—2　均质固体冷却曲线

实践证明，对于电机各部分，其发热和冷却曲线和均质固体的发热和冷却曲线有相似的形式。我们可按式（8—8）来计算任何时刻的各部温升以及根据式（8—9）来计算电机各部分的稳定温升。

§8—3　电机中的传热

电机内部由损耗转变的热能，先由发热体（产生损耗处）的内部的传导作用传到部件的表面，然后再通过对流和辐射作用散到周围介质中去。图 8—3 表示槽内由绕组铜耗产生的热量散出的情况。不论热传导作用或者热散发作用，都必须有温差才能进行。例如：要将铜导体内的热能通过绝缘层传到散热表面，铜导体与散热表面必须有一定温度差；散热表面要将热能散发到空气中去，两者之间也必须有一定温度差。

在这里，可以根据式（8—9）提示的概念并模拟电路中的欧姆定律，来建立电机热量 A 和温差之间的关系。将 A 比作电流，θ 比作电位差，则

$$A=\Lambda\theta \qquad (8-12)$$

式中　Λ——热导。

或
$$R_T=\frac{1}{A}$$
$$AR_T=\theta \qquad (8-13)$$

式中 R_T——热阻。

式（8—13）就是热路的欧姆定律，计算电机各部温升时，可利用此公式进行。式中A可以从电动机的损耗求得，如果能算出该部分的热阻，则其温升θ便很容易的计算出来。但是在实际电机中，由于各部分发热不均匀，热能流动无法精确估计，以及热阻R_T不容易计算精确等，所以计算的温升也不十分准确。牵引电机热计算的目的，主要是用来作为设计时的初步校验，电机的实际温升通常是根据电机型式试验测得的数据来确定的。

下面分别研究绝缘层热的传导作用与表面层热的散发作用。

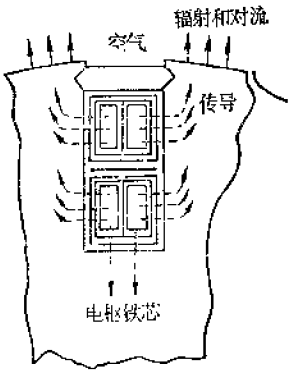


图 8—3 热能传导和散发情况

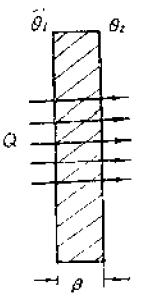


图 8—4 绝缘层的热传导

一、绝缘层热的传导作用

设有一绕组的绝缘层，如图 8—4 所示，其绝缘层的两边温差为$\theta_{12}=\theta_1-\theta_2$，通过绝缘层之热能为$A$，则$A$与$\theta_{12}$的关系根据式（8—13）可以写成

$$A=\frac{1}{R_\beta}\theta_{12} \qquad (8-14a)$$

式中 R_β——绝缘层的热阻。

绝缘层的热阻R_β可由下式计算，即

$$R_\beta=\frac{\beta}{\lambda S} \qquad (8-14b)$$

式中 β——绝缘层的厚度，厘米；

S——绝缘层的面积，厘米^2；

λ——导热系数，当绝缘层两表面间之温度差为1°C时，经过1厘米厚的绝缘层单位面积（1厘米^2）之热流，瓦/度·厘米。

为了减少热传导的热阻，在电机设计时，通常选择导热系数较大，厚度较薄的绝缘材料。将式（8—14b）代入式（8—13）则可得

$$A=\lambda\frac{S}{\beta}\theta_{12} \qquad (8-15)$$

显然，通过绝缘层的热流A的大小，与绝缘层的面积有关。面积愈大，则A愈大。另外，如绝缘层愈厚，则热流A愈不易通过。绝缘层两边之温差愈大，则通过的热流也愈大。

导热系数λ的大小，取决于所用的绝缘材料，主要电工材料导热系数列于表8—1中。从表中可以看出，空气是非常不良的导热体，其导热系数λ最低，约0.00025瓦/°C厘米，所以当导体外包几层绝缘时应力求包紧并希提高浸漆烘干的质量，否则绝缘层间出现空气夹层，将使导热效果显著下降。

电工材料导热系数表　　表8—1

材料名称	λ（瓦/℃·厘米）	材料名称	λ（瓦/℃·厘米）
紫铜	3～3.85	很薄的静止空气层	0.00025
黄铜	1.3	很薄的氧气层	0.0017
铝	2～2.05	软橡皮	0.00186
钢	0.63	硅橡胶	0.003
硅钢片		玻璃丝云母	0.0016
横向隔层不涂漆	0.425	漆玻璃带	0.0022
横向隔层涂漆	0.012	人造树脂	0.0033
云母	0.0036	热弹性绝缘	0.0025
云母带	0.0024	油浸电工纸板	0.0025
胶合云母套筒	0.0012～0.0015	A级绝缘（平均）	0.001～0.0015
石棉板	0.002	B级绝缘（平均）	0.0012～0.0016
层压板	0.001		

二、表面层热的散发作用

由散热表面散发的热流A与表面对空气的温差θ之间的关系，可以写成

$$A=\alpha S\theta \qquad (8—16)$$

式中　S——散热表面的面积，厘米^2；

α——散热系数，瓦/厘米^2·度。

α与散热面的性质、表面对空气的温差及周围空气的状态有关。物体在平静的大气中所被带走的热能要比空气流动时带走的热量为少。α的大小可就以下三种不同的情况进行讨论：

1. 发热物体在平静的大气中。此时α仅与散热表面对空气的温差及表面性质有关。根据实验，在实际计算中对于涂漆铜表面的散热系数α取1.33×10^{-3}。

2. 发热体放在空气对发热体有相对运动的大气中。例如，当机车运行时，电动机机座表面受到鼓风作用，此时的表面散热系数显然比在平静的大气中为大，α_0可以用下式表示，即

$$\alpha_0=\alpha(1+\rho_0\sqrt{V}) \qquad (8—17)$$

式中　α——在平静的大气中表面的散热系数；

V——空气对表面的相对速度；

ρ_0——鼓风强度系数。

ρ_0的大小与表面状态有关，其数值可在设计手册中查到。

3. 发热物体放在有限空间内，空气对发热物体有相对运动。

这种情况相当于电机内部的通风作用，这时的散热能力介于平静大气和自由空间两种状态之间。散热系数α_V可用下式表示，即

$$\alpha_V=\alpha(1+\rho_0\sqrt{V})\left(1-\frac{1}{2}a\right) \qquad (8-18)$$

式中 α——空气加热系数，与通风作用强弱有关。独立通风时，$\alpha=0.17\sim0.21$；自通风时，$\alpha=0.3\sim0.33$。

由α_V的关系可知，通风作用愈强，V愈大，空气加热系数α愈小，表面散热系数就愈大。也就是说在同样的热流A下，发热物体的温升θ也就愈低。这就是通风作用对电机温升所起的影响。

若空气在各风路中的分配及风路各段的截面积为已知，则主极和换向极线圈风路各段上的风速应为

$$V_V=\frac{Q}{S} \quad (米/秒)$$

式中 Q——某段风路中的空气流量，米^3/秒；

S——该段风路的截面积，米^2。

对于电枢绕组，空气的相对速度等于通风空气本身的速度与电枢圆周速度之向量和，由于两速度之方向差小于90°，则通风空气对电枢绕组之相对速度约为

$$V=\sqrt{V_0^2+1.5V'^2} \quad (米/秒)$$

式中 V_0——电枢圆周速度；

V'——空气本身的速度。

§8—4 稳定温升的计算

一台实际电机，它的发热和散热是很复杂的，表现在它并不是简单地只有一个发热体发热，也并不是只由一个散热表面散热。通常它可以是一个发热体通过不同的散热面散热，或者是由数个发热体靠同一个散发面来散发热量。这时在电机内部就有热量的相互传导。对于热能的这些流动和散发过程，如果仅用前面讲到的电机某一部分热能的传导和散发的概念，还不能将电机某一部分的温升计算出来。如果将热能流动和散发过程用一个等值热路图来分析，则可以使这类问题很方便的解决，同时也能得到比较符合实际的结果。

今以ZQDR-410型牵引电动机电枢发热为例，分析一下当量热路图的画法，并扼要地介绍一下该发热体稳定温升的计算步骤。在等值热路图中，将热阻比做电阻，由损耗产生的热流比做电流，温度差比做电位差。在分析和计算时，将直接应用热路的欧姆定律和有关电路的一些知识。

图8—5表示该发热体热能散发的路径。这时，电枢线圈中由损耗产生的热能，一部分由绕组端节部分流到电枢外表面和电枢前后压圈的内表面，然后散发到冷却空气中去，另一部分流入电枢铁芯中，与磁损耗产生的热能汇合在一起，再由电枢齿表面和电枢铁芯的通风孔道散发到冷却空气中去。

该发热体的等值热路图如图8—6所示。

各部分的热阻R_1、R_2、R_3、R_4及R_β可以根据该部分绝缘材料的导热系数λ、散热面积

S、散热系数α及散热状态求出。将上述热路图按并联电路的方法简化后，得如图 8—7 所示的热路图，其中

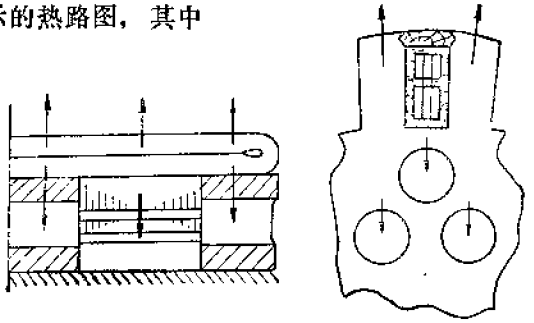


图 8—5　热能散发路径图

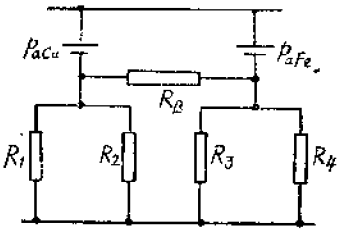


图 8—6　电枢发热体等值热路图

p_{aCu}——电枢铜损耗产生的热流；p_{aFe}——电枢铁芯磁损耗产生的热流；p_β——由电枢铜流入电枢铁芯的热流；R_β——槽绝缘的热阻；R_1——绕组端部与电枢表面通风空气间的热阻；R_2——电枢绕组与前后压圈间的热阻；R_3——电枢铁芯与电枢表面通风空气间的热阻；R_4——电枢铁芯与通风孔中空气间的热阻。

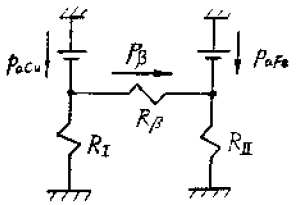


图 8—7　电枢发热体的简化等值热路图

$$R_I=\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}$$

和

$$R_{II}=\frac{R_3R_4}{R_3+R_4}$$

根据图 8—7 所示的热路图可列下面的方程式，即

$$(p_{aCu}-p_\beta)R_I=p_\beta R_\beta+(p_{aFe}+p_\beta)R_I$$

则

$$p_\beta=\frac{p_{aCu}R_I-p_{aFe}R_I}{R_I+R_I+R_\beta}\qquad(8-19)$$

所以，电枢绕组铜导体对于通风空气的稳定温升为

$$\theta_{a\infty}=(p_{aCu}-p_\beta)R_I\qquad(8-20)$$

式中　p_{aCu}和p_{aFe}——电枢绕组的铜耗和电枢铁芯的铁耗。

根据上述的原则和方法也可以计算出主极、换向极绕组以及换向器对空气的稳定温升。

§8—5　牵引电动机的通风方式

电机的冷却决定了电机的散热能力，而散热能力决定了电机的温升，温升又直接影响电机的寿命和额定容量，由此可见冷却问题也是电机运行中的一个重要问题。现代牵引电动机都用通风来进行电机的冷却，即通过对发热电机的鼓风作用，将电机热量排除出去，以增加电机的散热能力，提高电机的利用功率。

通风冷却的方法很多，可以从不同的角度对通风方法进行分类：

1．根据冷却空气进入电机内部所依靠的力，分为：

独立通风——由单独设立的通风机给电机鼓风，通风机由另外的原动机带动。这种通风方法的优点是，送入电机的风量、风压和电机的运转情况无关；缺点是需要增设通风机、拖动机械、管道等设备，并且占据空间位置较多。

自通风——由装在电机转轴上的离心式风扇鼓风。它的特点是：不需要附加设备，但风量和风压随电机本身的转速变化而变化。

2. 根据通风器（通风机、风扇）安装位置的不同，分为：

强迫通风——通风器装在空气的入口端，由通风器将空气压入电机内部。这时，电机内部的空气压力一般地说是大于大气压的。

诱导通风——通风器装在空气的出口端，由通风器将电机内部的空气抽出。

自通风和独立通风时的强迫通风简图如图 8 — 8 所示。图 8 — 8（a）为自通风式，图 8 — 8（b）为独立通风式。

自通风和独立通风时的诱导通风简图如图 8 — 9 所示。图 8 —9（a）为自通风式，图8—9（b）为独立通风式。

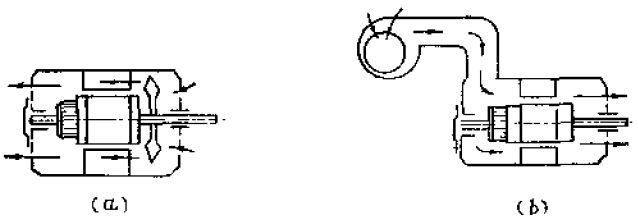


图 8 — 8　强迫通风简图

（a）自通风式；　　（b）独立通风式。

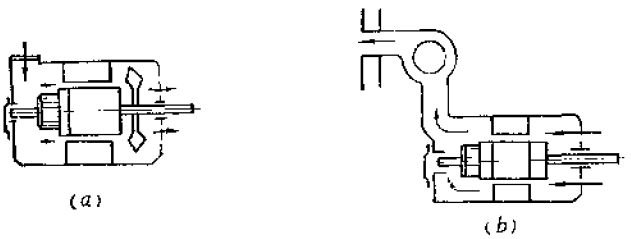


图 8 — 9　诱导通风简图

（a）自通风式；　　（b）独立通风式。

3. 根据电机转子内部通风路径不同可分为：

径向通风——空气进入电机内部，沿着转子的径向风道流通。这种径向风道是在压装电机铁芯时，每隔一定数量的冲片放置一片风道齿构成的；

轴向通风——空气在电机内部是沿着转子铁芯轴向通风道孔流通的。

上面简要地介绍了通风冷却的各种方式，至于采用哪一种通风方式，应该根据电机的结构特点和运行要求，全面分析和比较后加以选用。

§8—6　牵引电动机的通风结构

电力机车、电传动内燃机车上使用的牵引电动机，通常都采用强迫式独立通风，且风道是沿轴向布置的，其理由是：

1. 因为牵引电动机的功率较大，尺寸又受到空间地位限制，因而它的电磁负荷选得较高，发热也比较严重。因此，必须用强压的冷却空气加强它的散热，使电机各部分温度不超过容许的极限值。

2. 牵引电动机的负载性质是断续的。在机车起动和牵引时，电流增加使电机迅速发热；然后，机车惰行和停站，电机不取电流，是电机的散热间隙。独立通风可以充分利用这个间隙将电机冷却，给下一区间电机运行创造良好的条件。

3. 因为牵引电动机轴向长度受到限制，径向通风和自通风都会增加电机的轴向长度，使电机在轴向布置困难。

地下铁道电动车组和电车上的牵引电动机，一方面，由于功率较小（大约在100千瓦以下）；另一方面，由于这种车辆起动加速度较大，也就是说牵引电动机在低速下运转的时间较短，因此都采用诱导式自通风。

内燃机车上的牵引发电机、励磁机、辅助发电机和电力机车上的辅助电机，由于它们均为恒速运转，同时又不经常起动，也都采用诱导式自通风。

近年来，在干线电力机车上采用自通风式的牵引电动机也引起人们的注意。因为，根据机车运行特点，满风量并不是长时间需要的，即电机的实际温度达不到试验台上持续极限温度；另外，随着换向器氩弧焊的应用，H级绝缘结构的完善，电机能承受较大的热过载能力。虽然在起动时自通风对电机散热不利，但如果实现机车按电机温度来进行控制，并在电机结构上正确地布置风道，牵引电动机采用自通风方式不是不可能的。

图8—10表示机车牵引电动机采用的通风系统。冷却空气由换向器端进入电机，然后沿轴向分为两路：一路冲洗换向器表面，并通过极间的间隙以及极面和电枢表面的空气隙，然后由电机后端盖排风孔流出。另一路经过换向器的内腔及电枢铁芯内部的通风孔道，再由电机后端流出。

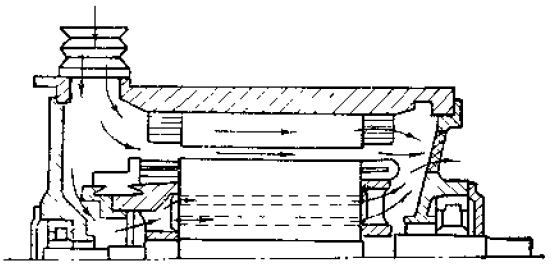


图8—10 牵引电动机轴向通风示意图

强迫式独立通风的进风口一般总是开在换向器端，以利用换向器处的空间，使进入电机内部的平行气流分布均匀。但是，由电刷磨下的炭粉，容易堆积在电机各线圈的缝隙里，使绕组的绝缘电阻降低。

采用强迫式独立通风电机内部的空气压力，一般是大于大气压力的。但由于电枢旋转，电枢绕组后端的“鼻部”起了自通风的风扇作用，结果，靠近后端盖内下方的局部空间内，其压力低于大气压，即产生所谓负压。这时，传动齿轮和电机轴承里的润滑油脂就可能因压差而窜流到电机内部。目前，我国生产的ZQ650-1型牵引电动机都在后端盖上加一个漏斗式的扁孔，使产生负压的空间和大气相通，防止了轴承窜油，提高了电机运行的可靠性。

§8—7 牵引电动机的通风计算

为了使电机运行时其绝缘材料的温升不超过允许温升，必须引进一定的风量对电机进行冷却。引进风量太多，将大大增加通风设备的容量；引进的风量过小，又达不到预期的散热效果。因此，引进风量的多少，是牵引电动机通风计算需要解决的第一个问题。

要使一定的风量以一定的速度吹拂发热体的表面，还必须在风量的入口处建立一定的风

压（又称压力头），以用来补偿电机内部的风压降（压头损失）。因此，确定电机的风压是通风计算中需要解决的另一个问题。

风量和风压的关系与电机风道结构有关，故称它为通风道特性。

通风计算的目的是通过计算电机所需要的风量和风压来确定通风设备（通风机）的容量和参数。

一、通风量的确定

通风量Q的确定，是以电动机在持续定额运行时、温升达到稳定值以后，该风量所能带走的热量等于电动机的损耗为依据的。

如令：Q为通风空气流量，米³/秒；

ΣP_{∞}为持续状态下电机的损耗，千瓦；

C为空气的比热，等于1.2千瓦·秒/米³°C；

θ_B表示经过电机后空气的温升，通常限制在20～25°C范围内。

根据确定风量的原则，得

$$\Sigma P_{\infty} = QC\theta_B \qquad (8-21)$$

则

$$Q = \frac{\Sigma P_{\infty}}{C\theta_B} K \qquad (8-22)$$

式中 K——考虑到电机各部分送出热能的不均匀性及空气在各部分流通的不均匀性而采用的系数，通常取1.3。

二、压力头的意义

为了解释风压的物理意义，需从流体力学中的一些基本原理谈起。

图8—11表示一个盛满流体的容器，其高为h，在容器的最低处开一个孔，流体从孔中喷出，其速度为V（米/秒）。由能量守恒原理可知：如果忽略能量损失，则流体所储存的位能将全部变为流体喷出时的动能，即

$$mgh\ (\text{流体位能}) = \frac{1}{2}mV^2\ (\text{流体动能})$$

式中 g——重力加速度，等于9.81米/秒²；

m——单位时间内由容器流出流体的质量，公斤。

则

$$h = \frac{1}{2g}V^2$$

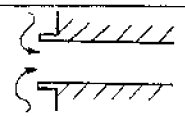
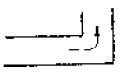
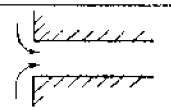
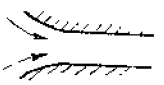
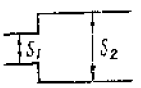
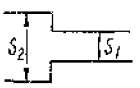
图8—11 流体能量示意图

式中h为容器中流体的高度，它也可以理解为压力，所谓压力是指单位面积上受到的力（公斤/米²）。当容器无喷口时，流体压力为$\frac{hS\gamma}{S} = h\gamma$，$\gamma$为流体的比重（公斤/米³），$S$为容器的面积（米²）。可见$h$以压力的形式表示时，需乘以流体的比重$\gamma$。这时，$h$的单位为公斤/米²，即

$$h(\text{压力}) = \gamma\frac{1}{2g}V^2\ (\text{公斤/米}^2) \qquad (8-23)$$

因为面积为1平方米、高为1毫米时的水重为1公斤。所以压力既可以用公斤/米²表示，也可以用毫米水柱表示，两者在数值上是相等的。用水柱表示的压力，又称为压力头。

表 8 — 2

风道结构	示意图	ξ	风道结构	示意图	ξ
突缘入口		0.8～1.0	风路转弯90°		1.13
平口入口		0.5	风路转弯135°		0.5
圆弧入口		0.2～0.1	铁芯风道摩擦		$0.1\frac{l}{D}$
截面突然扩大		$(1-\frac{S_1}{S_2})^2$	光滑风道摩擦		$0.025\frac{l}{D}$
截面突然缩小		$(1-\frac{S_1}{S_2})$			

注：l——风道长度；D——风道直径；S——风道截面。

实践说明，通风风路中的风压可以仿照式（8—23）列出。由于空气在电机内部流通时，有风压损失，即风路中将产生风压降，它和风道的形状和结构有关。因此，在决定风压时，在式（8—23）的右边还要乘一个产生风压降的原因系数，则风压（风压降）H为

$$H=\xi\frac{\gamma}{2g}V^2 \qquad (8-24)$$

式中 ξ——流体流阻系数。

流体流阻系数ξ反映了压力头损失的原因，在风路中压力头的损失实际上是能量损失。压头损失与风道的几何形状及表面粗糙程度有关。因为流体流动时和风道管壁必有摩擦，流体层之间也有摩擦，摩擦的结果产生能量损失。另外，风道截面突然变化时，比如，由大突然变小或由小突然变大，以及风道转弯，在这些地方流体本身将产生涡流，都会产生局部能量损失。这些能量损失体现为压力头损失，形成了风压降，ξ的数值由流体力学中的实验结果确定，列入表 8 — 2 。

三、风量和风压的关系

根据式（8—24）可以确定风压H和风量Q之间的关系。因为空气流量Q与空气流速V有如下关系，即

$$Q=SV \qquad (8-25)$$

式中 S——通风管道的截面，米^2；

Q——风量，单位为米^2·米/秒＝米^3/秒，它代表单位时间内流过的空气体积。

将式（8—25）代入式（8—24）得

$$H=\xi\frac{\gamma}{2gS^2}Q^2 \qquad (8-26)$$

式中 $\xi\frac{\gamma}{2gS^2}$——为风阻，以Z表示。

于是得最后的关系式如下

$$H=ZQ^2 \qquad (8-27)$$

式（8—26）中的空气比重为1.23公斤/米^3，$g=9.81$米/秒^2，则

$$Z=\xi\frac{\gamma}{2g}\cdot\frac{1}{S^2}=\frac{\xi}{S^2}\times\frac{1.23}{2\times9.81}$$

$$=\frac{\xi}{S^2}62\times10^{-3}\ (\text{公斤}\cdot\text{秒}^2\cdot\text{米}^{-8}) \qquad (8-28)$$

Z代表风道中的风阻，又称为空气动力常数。在设计电机时，应尽可能使风阻Z减小，如果风道截面一定，即尽可能使ξ减小。这就要求在设计风道时，尽量避免采用突缘进风口，避免风路转角过大（因为它们的ξ较大），而尽可能采用风路转弯较小、风道表面光滑以及呈流线形的管道结构。因为风阻小，所须的风压降便低，在一定通风量的情况下，则在进风口所须的压力头便可以减小。

从以上的讨论可以看到，风路和电路有相似之处，风路中的各量（风压、风量、风阻）和电路中的各量（电压、电流、电阻）彼此相互对应，其三个量的关系也有相似之处。电路中有欧姆定律，风路中风压和风量不是线性关系，这一点和电路欧姆定律是不同的。

四、风阻的计算

在得出风压H和风量Q的关系后，还必须解决风路中风阻Z的计算问题，风阻Z和通风路径及风道结构形式有关。电路中电阻有串联、并联及串并联情况，风路中风阻也有类似关系。

图8－12为串联的通风管道，在管道中有一流量为Q的空气流过，它可以用一个等效的风路图表示，如图8—13所示，Z_1为入口风阻，Z_2为截面扩大风阻，Z_3为风路转弯风阻，Z_4为截面缩小风阻，Z_5为出口风阻。

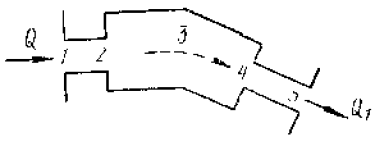


图8—12 串联风道示意图

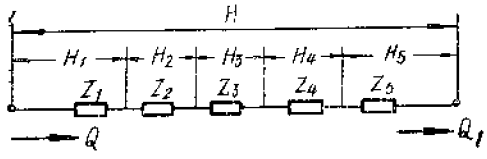


图8—13 串联风道等效风路图

在这个串联风道中，总的风压降H为各段风压降之和，即

$$H=H_1+H_2+H_3+H_4+H_5$$

$$=Z_1Q_1^2+ZQ_2^2+Z_3Q_3^2+Z_4Q_4^2+Z_5Q_5^2 \qquad (8-29)$$

因为

$$Q_1=Q_2=Q_3=Q_4=Q_5=Q$$

则

$$H=Z_cQ^2$$

式中 Z_c——串联风道的总风阻，其值为各段风阻的代数和。

当风道为并联时，如象在轴向通风的牵引电动机中那样（见图8—14），也可以用一并联等效风路图来表示，如图8—15所示。

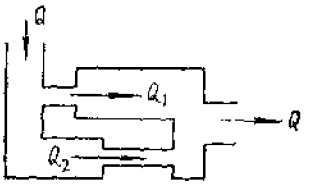


图 8 —14　并联风道示意图

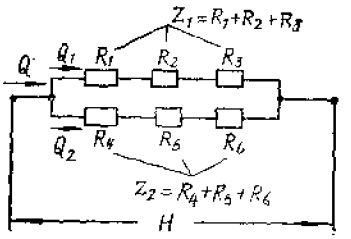


图 8 —15　并联风道等效风路图

从图可见，送入并联风道的总风量 Q 为各并联风道风量之和，即

$$Q = Q_1 + Q_2 \tag{8—30}$$

并联风道入口处的风压是一样的，它们出口处的风压也是一样的，则各并联支路风压降相同，即

$$H_1 = H_2 = H_3 = \cdots$$

如令　Z_1——第一支路风阻；

Z_2——第二支路风阻；

……

且

$$H_1 = Z_1 Q_1^2$$

$$H_2 = Z_2 Q_2^2$$

……

则

$$Q = Q_1 + Q_2 = \sqrt{\frac{H_1}{Z_1}} + \sqrt{\frac{H_2}{Z_2}} = \sqrt{H}\left(\frac{1}{\sqrt{Z_1}} + \frac{1}{\sqrt{Z_2}}\right)$$

$$H = \frac{Q^2}{\left(\frac{1}{\sqrt{Z_1}} + \frac{1}{\sqrt{Z_2}}\right)^2} = Z_p Q^2 \tag{8—31}$$

$$Z_p = \frac{1}{\left(\frac{1}{\sqrt{Z_1}} + \frac{1}{\sqrt{Z_2}}\right)^2} \tag{8—32}$$

Z_p为两风道并联时的等效风阻，如风道为n个管道并联时，则总风阻为

$$Z_{Pn} = \frac{1}{\left[\sum_{1}^{n} \frac{1}{\sqrt{Z_n}}\right]^2} \tag{8—33}$$

图 8 —16是牵引电动机通风系统典型等效风路图。

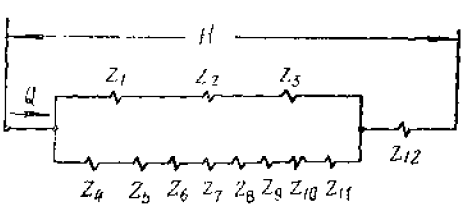


图 8 —16　牵引电动机等效风路图

Z_1——定子入口风阻；Z_2——定子线圈间风道风阻；Z_3——定子线圈出口风阻；Z_4——电枢入口风阻；Z_5——换向器压圈进口风阻；Z_6——换向器内腔风阻；Z_7——换向器套筒转角风阻；Z_8——换向器套筒内腔风阻；Z_9——进入铁芯通风孔风阻；Z_{10}——铁芯出口风阻；Z_{11}——电枢轴子与后端盖间风阻；Z_{12}——出风口风阻。

归纳上面所讨论的内容，牵引电动机的风阻计算可按下面的步骤进行：

1. 根据电机总装图，首先求出风道中各部分的面积，为了避免计算繁杂，可以只计算风道变化较大的部分。

2. 根据公式 $Z=\frac{\xi}{S^2}62\times10^{-3}$，求出各部分的风阻$Z$。

3. 根据风道的实际结构，按风道串、并联的关系求出总的等效风阻。

4. 最后根据$H=ZQ^2$公式，即可求出牵引电动机进风口的风压H。

通过以上讨论，可以看出：牵引电动机通风系统的计算，是一项十分复杂的工作，它不仅需要应用流体力学中的一些基本知识；而且要计算通风道各部分的实际尺寸；同时还要考虑风道结构、形状及风道表面状态等许多因素，计算结果也不十分准确。因此，牵引电动机通风风量和进风口的风压，常常是以制成的实际电机所需的风量和风压为参考来加以确定。

现代持续容量为600～800千瓦的牵引电动机，所需风量大致在 105 ～ 120 米^3/分的范围内，其进风口的压力头约为110毫米水柱。

第九章　牵引电动机的试验

§9—1　牵引电动机的试验内容

牵引电动机由近两千个零部件组成，这些零件大多是各种金属和柔韧可曲的绝缘材料，它们除了要承受来自线路的动力负荷和尘土、风雪潮湿的影响外，在牵引电动机长期紧张的运用情况下，特别是随着牵引电动机绝缘材料和设计制造工艺的发展，牵引电动机一些零部件的允许温升已提到很高的水平，在这样高利用率的条件下，只要在制造或检修时，由于个别环节的疏忽，都会引起牵引电动机某些零部件失去它原有的性能，甚至严重到损坏电机，影响机车安全运行的地步。

显然，为了使机车具有优良的牵引性能，保证牵引电动机具有良好的质量是一个关键环节；因此，要求在牵引电动机的制造和检修过程中，在每一工序之后都要进行检查性的测量和试验。

电机组装就绪准备送出成品时，还要将电机固定在特备的试验台上，按照国家对该类型电机的技术要求，作一次严格的试验来评定该电机的装配质量及其技术性能。

根据我国“电力和热电机车车辆直流牵引电机基本技术条件”标准的规定，牵引电动机（包括直流牵引电动机和脉流牵引电动机）应作两类试验，即检查试验和型式试验，其试验结果，均应满足标准中规定的要求，现分别将试验内容扼要说明如下。

一、检 查 试 验

在工厂中一般称检查试验为出厂试验，这是每一台出厂电机都必须进行的试验，其目的是确定该电机制造、修理和装配的质量，并确定其工作特性与技术条件是否符合；根据我国“电力和热电机车车辆直流牵引电机基本技术条件”的规定，检查试验应按下列项目进行：

1．电机外观检查及其外形尺寸和安装尺寸的检查(这些尺寸必须与电机外形图相符)，并检查各零件的连接强度，磁极线圈安装的准确性，换向器工作表面情况以及测量电刷弹簧的压力等等。

2．绕组在实际冷状态下直流电阻的测定。电机每一部分的温度与冷却空气温度之差不超过3°C时，即称为电机的实际冷状态。

3．一小时温升试验。目的是为了核对电机各绕组、换向器及轴承在小时制定额下，运转一小时，上述电机各部分的温升（指各部分的温度与冷却介质温度之差）均应不超过国家标准所规定的容许范围，对应于不同部件及不同绝缘等级，其温升容许范围如表 9 — 1 所示。

4．超速试验：每台电机在热状态下应能承受两分钟超速试验，试验后电机各转动部件（如电枢线圈、扎线、槽楔、轴承及换向器等）应无任何影响电机正常运转的机械损伤和永久变形，并在试验后仔细检查换向器状态及其工作面跳动量。

由于牵引电动机运用状况不同，我国规定了不同的超速试验转速数值：

牵引电动机部件的允许温升　　表 9 — 1

定额	部件	测量方法	不同绝缘级的允许温升（℃）			
			E 级	B 级	F 级	H 级
连续、小时和断续	电枢绕组	电阻法	105	120	140	160
	定子绕组	电阻法	115	130	155	180
	换向器	温度计法	105	105	105	105

注：① 上述允许温升系指各部件相对于温度为25℃冷却空气的，如超过此数值则应予以修正。
② 对于滚动轴承，用温度计在轴承盖上测得的温升均不应超过55℃；对于滑动轴承则不应超过40℃。

（1）在起动时串联、正常运行时并联或全部固定并联连接，或单台电机拖动整台机车时，电机的超速转速为最大工作转速的1.25倍；

（2）当两台电机固定串联连接时为最大工作转速的1.35倍；

（3）数台电机安装于同一机车上，有自动保护装置防止过速或有机械联锁装置防止各电动机间发生转速差异时，则超速转速为最大工作转速的1.2倍。

上述牵引电动机的最大工作转速是指与机车车辆正常运行时的最大速度相应的电动机转速（应按机车车辆轮箍处于半磨耗状态进行换算）。

5. 换向试验：牵引电动机在换向试验时，应无机械损坏、闪络、环火及永久性损伤。其火花等级定为：在额定磁场和各磁场削弱级上，从额定电流点到相应于最大工作转速时电流之间的所有情况下，火花应不超过 $1\frac{1}{2}$ 级，而在其它情况下应不超过 2 级。同时，在进行此项试验时，电动机应处于热状态下，并且每一项试验都需在正、反两个旋转方向上进行在开始第二方向换向试验之前，允许先在第二方向上运转 5 分钟，使电刷获得较好的接触面，此时电压为额定值，电流可小于或等于额定值。

由于电力机车与热电机车的运用条件不同，我国对运用于此二类机车的牵引电动机的检查性换向试验规定如下：

（1）对于电力机车的牵引电动机：换向试验时应在最高工作电压（对直接从接触网受电的牵引电动机，其最高工作电压为额定电压的 1.2 倍；对于通过车上变压器——整流器供电的脉流牵引电动机，其最高工作电压为额定电压的1.1倍）、最深削弱磁场级（若没有削弱磁场级，则为额定磁场级）特性上的最大电流、额定电流及最大工作转速三个工作点进行换向试验。此最大电流应根据牵引电动机特性曲线使用范围内的最大值来确定，如无特殊规定则最大电流为额定电流的 2 倍，试验应在两个旋转方向上各运转30秒钟。对用于再生制动或电阻制动的牵引电动机，则应选择制动特性上换向条件最困难的工作点来进行。

（2）对用于热电机车的牵引电动机：换向试验应按 9 — 2 表中的四个工作点进行。

同样，表 9 — 2 中的最大电流应根据电机特性曲线使用范围内的最大值来确定，如无特殊规定，则最大电流为连续额定电流的1.7倍。

6. 速率特性曲线绘制：在检查试验中，应测定额定磁场级和最深削弱磁场级下的速率特性，每条特性曲线至少应测取 4 ～ 5 点。

7. 电枢绕组匝间绝缘介电强度试验：对用于电力机车的牵引电动机，应施加 1.3 倍额定电压进行 5 分钟过压试验；对用于热电机车的牵引电动机，则应施加 1.3 倍额定高电压进行 5 分钟过压试验；此时匝间绝缘不应击穿。在进行此项试验时，电机可作空载发电机运行，强迫通风的电机应在额定通风量下进行。

牵引电动机换向试验的要求　　表 9 — 2

	电　　压	电　　流	转　　速	磁　场　级	允许火花等级
1	额定值	额定值	/	最深削弱	$1\frac{1}{2}$
2	以达到规定转速为准	最大电流	最大工作转速的$\frac{1}{10}$	额定	2
3	发电机额定高电压值下的电动机电压	以达到规定转速为准	最大工作转速	最深削弱	$1\frac{1}{2}$
4	发电机额定高电压值下的电动机电压	与电压的乘积等于额定功率	保证的恒功率最高转速	以达到保证的恒功率转速为准	$1\frac{1}{2}$

8. 绕组对机壳及绕组相互间绝缘电阻的测定：当电机在热状态时，对于额定电压500伏以下的电机采用500伏兆欧表．额定电压500伏以上的电机采用1000伏兆欧表对上述绕组进行绝缘电阻的测定，其值均不应低于下式所求得的数值，即

$$R=\frac{U}{1000+\frac{P_N}{100}}\qquad(\text{兆欧})$$

式中　R——电机绕组的绝缘电阻，兆欧；

U——额定工作情况下电机的对地电压或它激绕组的端电压，伏；

P_N——电机额定功率，千瓦。

9. 绕组对机壳及绕组相互间绝缘介电强度试验：此项试验应在电机热状态下进行，试验时间为1分钟，试验电压的频率为50赫，波形为实际正弦波。标准试验电压的数值规定为：对于电力机车，则当额定工况下对地电压小于600伏或由机车自备电源供电的牵引电动机试验电压为$2U+1000$伏（最小1500伏）；额定工况下对地电压大于600伏的牵引电动机，其试验电压为$2.25U+2000$伏。以上电压U系指：

（1）直接由接触网供电的电机为接触网额定电压；

（2）车上自备电源的电机，为自备电源的最高电压；

（3）通过车上变压器——整流器组供电的脉流电动机则为电动机的额定电压。对于热电机车则为$2U+1000$伏（最小1500伏），此时U则相应于牵引发电机“高电压连续定额”的额定电压（伏）。此“高电压连续定额”系指牵引发电机温升试验时，在额定输入功率和较高的端电压下连续运转而温升未超过表9—1中的限值时的最高电压。

应该指出，在作上述试验时电机的工作特性、换向以及绝缘的介电强度都与温度有关，因此应先做电机的温升试验，然后再做电机在热状态下的其它试验项目。另外按我国标准规定，对于同一型号的脉流牵引电动机，假如其温升、换向和速率特性在直流和脉流下的差别已由电动机的型式试验确定时，这些电动机的检查试验可以在直流下进行。

二、型式试验

型式试验又称鉴定试验，按照我国标准规定，牵引电动机凡遇有下列情况之一者均应进行型式试验：

1. 新产品试制完成时；

2. 电机设计或工艺上的变更足以引起某些特性和参数发生变化时，则应进行有关的型式试验项目；

3. 当检查试验结果与以前进行的型式试验结果发生不容许的偏差时也应进行型式试验。总之，型式试验的目的是对该类型电机作一较详细深入的研究，以鉴定试验的结果与设计的数据是否相符，从而对改进该电机的结构参数、工艺等提供试验数据，每次型式试验的电机不得少于两台，而且当电机大量生产时，每隔半年或定期再进行抽试。

型式试验除包括检查试验中所有试验之外，还包括下列试验内容：

1. 对管道通风式电机，需测定换向器室内空气静压力头与通风空气量的关系。

2. 电机在连续定额下的温升试验，其目的是检查在连续定额下电机各绕组、换向器、轴承等元件的温升情况，以便核对电机连续定额的设计正确程度，试验时应该在正常的通风条件下进行，对于脉流牵引电动机不论小时定额温升试验或连续定额温升试验均应在脉流下进行。

3. 起动试验：在电机热状态时，将转子堵住，通入最大电流（不得小于1.7倍额定电流），维持30秒钟（电压不作规定），断续进行四次，每两次的间隔时间为5分钟，每次试验后电机应顺同一方向转动$\frac{1}{4}$极距。电机应无任何机械损坏、变形、环火和对地飞弧或影响到试验后电机正常运转的损伤，换向器上应无烧伤痕迹。

4. 无火花换向区域的测定，通过此一试验进一步确定换向极补偿特性的品质以及电机的换向稳定性。

5. 绘制牵引电动机的特性曲线：电机处于热状态下在额定磁场和各削弱磁场级上，并在额定电压（对于热电机车牵引电动机则相应在牵引发电机额定低电压时的电动机电压）下，制取：

（1）电枢转速与电流关系的速率特性（取两个方向的平均值）；

（2）效率与电枢电流关系的效率特性；

（3）空载特性曲线。

此外，对于电力机车的牵引电动机还应制取输出转矩与电枢电流关系的转矩特性。

6. 电机重量的测定。

7. 发热及冷却曲线簇绘制：每一型式的牵引电动机仅做一台，但当电机设计或工艺上的变更足以引起绕组温升发生变化时，则应再次进行此曲线簇的绘制。作此试验时，牵引电动机在额定磁场级下，各绕组的发热曲线应于最大电流值以下，不少于五个电流值进行测绘；对于电力机车电机则应保持额定电压，对于热电机车的电机则应保持输入功率为额定值不变，而所有试验过程均应保持额定通风量不变。

8. 对于电力机车车辆的牵引电动机除以上试验项目外，还须增加一项断开和接上电源电压的试验（仅对由接触网直接或经变压器——整流器组供电的具有串激或复激特性的电动机进行）。此时，电动机工作于小时额定电流下，用手动或自动开关将电源电压断开0.5到1秒钟后，再重新接上，每隔3～5分钟断开和接上一次，共重复进行六次，试验时电机的转速应尽可能保持不变，当重新接上前的瞬间，电机的端电压至少应等于额定电压的1.2倍。电机在承受此项试验后应无任何机械损伤、变形、环火和对地飞弧或者影响到试验后正常运转的损伤。

上面我们简述了牵引电动机的检查试验和型式试验的内容与要求，还应指出这些试验所用设备的特性，特别是电抗器，应尽可能和车上设备相似。在本章中我们将对几个试验项目的方法及其参数计算作较详细的叙述，其它试验项目的具体要求可参阅我国“电力和热电机车车辆直流牵引电机基本技术条件”的规定标准。

§9—2 直流牵引电动机的试验线路

对于容量较小的直流牵引电动机，可以采用如图 9 — 1 所示的直接负载法。此时，被试电动机D拖动一个发电机F作为它的负载，通过调节发电机F的激磁或负载电阻R来调节被试电动机的负载。

这种直接负载试验线路，无论在调节或计量试验参数时都是非常方便的，特别是对于脉流牵引电动机，由于这种线路与电机的实际运行状态完全相符至今仍得到采用；但是对于大容量的直流牵引电动机来说，采用能量消耗仅为其本身损耗的反馈线路，即可测试其全部技术性能的真实数据，因而大多数厂、段均已不采用这种直接负载路线了。显然，这种线路的主要缺点是耗费大量的电能（消耗于负载电阻R中），同时也增加了大容量电源设备的投资。

目前，广泛采用的是牵引电动机反馈试验线路，它的基本概念为：把两个同类型的牵引电动机在电方面和机械方面都耦合起来，使其中一个作为电动机运行，而另一个作为发电机运行，这时电动机发出的机械能拖动发电机运转，使发电机作为它的负载，而发电机发出的电能，通过线路的连接，又供给电动机使用。因此这两台同型的电机互为能源，互为负载，而在试验时所消耗的电能仅为两个电动机本身损耗之和。显然，远比直接负载的方法经济得多。

反馈试验线路一般可分为两种类型：带有升压机的反馈试验线路和不带升压机的反馈试验线路，现按各种线路的特点分别叙述如下。

一、带有升压机的反馈试验线路

带有升压机的反馈试验线路如图 9 — 2 所示，将受试电机D与另一同型牵引电动机F（称为陪试电机）在机械方面用联轴器耦合，两电机在电方面也按反馈线路连接，升压机S在线路中和在发电机状态下运行的电机F串联。

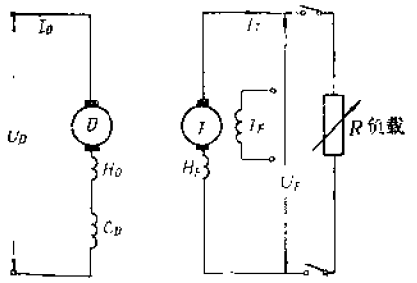


图 9 — 1 直流牵引电动机的直接负载试验线路

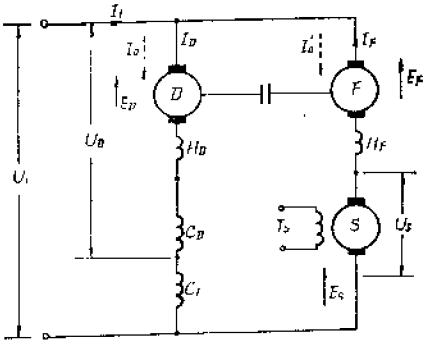


图 9 — 2 有升压机的反馈试验线路图

图 9 — 2 中，U_1为电源电压；C_D及C_F分别为电机D及F的串激绕组；H_D及H_F分别为电机D及F的换向极绕组；升压机S为一个它激发电机，其激磁绕组为T_S；U_D为受试电动机端压（包括主极、换向极和补偿绕组）；U_S为升压机端电压。

现将此线路的工作情况简述如下：

当升压机S没有激磁，则其电势$E_S=0$，这时D与F都是在电网电压U_1下空载运行的

电动机，由电源输送空载电流I_0及I_0'（如图虚线所示方向），由于D与F两电机机械耦合，其转速相同，而且其激磁绕组串于同一支路，激磁电流相等，因此，两电机的电势E_D与E_F相等，且小于电网电压U_1。

如将升压机给予激磁，并按其发出的电势E_S与E_F同向且二者之和大于U_1，则E_S在电机F及D的回路中输送了电流I，这时在电机F的支路中总电流为

$$I_F = I - I_0'$$

而在电机D的支路中总电流为

$$I_D = I + I_0$$

I_F与I_D的电流方向如图9—2所示，按照图中所示的极性，I_D的方向与E_D方向相反，D作为电动机运转；I_F的方向与E_F方向相同，电机F作为发电机运转。因此，决定该电机负载（制动力）的大小的电流I_F为

$$I_F = \frac{(E_S + E_F) - U_1}{R_F + R_S}$$

式中 R_F——发电机F的电枢、换向极及补偿绕组的电阻；

R_S——升压机S的电枢及换向极绕组的电阻。

如上所述，此线路的升压机S的作用可归结为：

1. 如没有升压机，则作为负载电机（陪试电机）的F就不可能作为发电机运转。

2. 当升压机过低激磁时，可能使$E_S + E_F \leqslant U_1$，这时电机D与F就是处于空载状态下的串激电动机，它们将处于飞速状态，因此，在试验过程中，过分降低升压机的激磁是不允许的。

3. 升压机的激磁愈强，则E_S及I_F（发电机制动电流）愈大，于是受试电动机D将在更大负载条件下运行；因此，要调节受试电动机D的负载，只要改变升压机S的激磁即可，而这种调节是非常简便的，因为升压机S是一个它激发电机，在设计其激磁绕组时，可以使升压机的激磁电流I_{fS}取得很小。

另外，如试验线路中的电源电压是由一个可以调节的电源来供馈（比如并激或它激直流发电机等），则电机在起动时可以不用外加变阻器，只需调节此发电机的激磁即可在低压下起动。

至于升压机S的容量、电压及电流的参数，可由下述方式确定。

在电机D及F的回路中，可写出下面的平衡方程式，即

$$U_1 = E_D + I_D(R_D + R_{CD} + R_{CF})$$

及

$$U_1 = E_F + E_S - I_F(R_F + R_S)$$

由此得

$$E_F + E_S - E_D = I_F(R_F + R_S) + I_D(R_D + R_{CD} + R_{CF}) \qquad (9-1)$$

式中 R_D——电动机D的电枢、换向极和补偿绕组的电阻；

R_{CD}——电动机D的串激绕组电阻（包括固定分路电阻）；

R_{CF}——发电机F的串激绕组电阻（包括固定分路电阻）。

这里我们假定：电机D和F的各绕组电阻均相等；在同一的激磁电流下两电机产生的磁通相等，因而此两电机的电势应相等，即$E_D = E_F$。式（9—1）可改写为

$$E_S = I_F(R_F + R_S) + I_D(R_D + 2R_{CD})$$

或

$$E_S - I_F R_S = I_F R_F + I_D(R_D + 2R_{CD})$$

所以

$$U_S = (I_F + I_D)R_D + 2I_D R_{CD} \qquad (9-2)$$

由此，从电压的关系来看，升压机是起补偿受试电动机D及陪试电机F的绕组电压降的作用。为使说明简化，假设两电机的激磁损耗及机械损耗可以略去不计，亦即略去I_0及I_0'，则此时$I_D=I_F$，于是，式（9－2）变为

$$U_S=2I_D(R_D+R_{CD}) \qquad (9-3)$$

通常在连续定额状态下，牵引电动机绕组中的电压降约为额定端电压U_N的5％；同时应考虑到受试电机要作短时期的过载试验，此时最大电流值$I_{Dmax}=2I_N$，即为小时定额电流的二倍；因此，升压机的电压应为$U_S=2(2\times0.05U_N)=0.2U_N$即为受试电机额定电压的20％。

显然，升压机S的电流也应与被试电机D的电流配合起来考虑，即应该与受试电机的连续额定电流接近，并且也应该容许在短时过载电流$I_{Dmax}=2I_N$的情况下持续1～2分钟，以便检查受试电机的换向情况。

综上所述，升压机S的容量在连续定额下应具有$P_{SN}=2\times0.05U_N\times I_N=0.1P_N$，即约为牵引电动机额定功率之10％，而在短时过载状态下应能发挥$P_{Smax}=2(2\times0.05U_N)\times 2I_N=0.4P_N$，即约为牵引电动机额定功率之40％，由式（9－3）我们也可得到

$$P_{SN}=U_{SN}I_{SN}=2I_N^2(R_D+R_{CD}) \qquad (9-4)$$

由式（9－4）可以看出：升压机的容量由电动机D及发电机F的电损耗来决定。

至于该两电机D与F的铁耗（磁损耗）及机械损耗则由电网电源供给，这个道理从图9－2中很易说明：当开断电源电压U_1时，升压机S产生电势E_S，在电机D与F的回路中流过的电流相等，此时两电机由于磁通方向相同而电流方向相反，于是电机D与F产生大小相等方向相反的两个力矩，使电机无法驱动起来，只有电网供给电源后，才能使电机D的力矩大于电机F的力矩（因为$I_D>I_F$），使电机转动，故升压机仅供给两电机的电损耗，而此两电机的定值损耗（即铁耗与机械损耗）必须由电网供给。

考虑到上述的诸种假定，以及实际上电机D与F的特性不可能完全相等，因此在选择升压机S的功率时，要适当地提高一些。

如上所述，带有升压机的反馈试验线路具有下列优点：

1. 只要改变升压机不大的激磁电流，就能简单平滑地调节受试电动机的负载。
2. 试验时所消耗的能量，仅为直接负载法所耗能量之20％左右。
3. 各种损耗可以直接由线路电源和升压机的输出功率来确定，因此能很方便地确定牵引电动机的效率。

在试验时，可以装上转换开关ZK，来对调受试电机的位置，使两个同型电机都能在电动机状态下受试，而不必在试验台上移动，如图9－3所示。但是，采用带有升压机的反馈试验线路需要一个特殊的发电机——升压机，它是一个低电压大电流的电机；另外还要一个高压直流电源，这些都是不易解决的。

二、不用升压机的反馈试验线路

这种线路的特点是对在发电机状态下的陪试电机的主极绕组进行加馈。根据反馈试验原理可知，如果要使电机反馈，必须使发电机F支路内的电势，大于电动机D支路内的电势；为此，在发电机的主极绕组C_F两端并联一个加馈激磁机J，如图9－4所示。激磁机J是一个它激或并激发电机，由异步电动机拖动，若要增加发电机F的电势E_F，只要调节激磁机J的激磁，使F的主极绕组C_F加馈一个电流ΔI即可，这时E_F将大于E_D，从而达到电能反馈。激磁机J的容量是较小的，因为它只是补偿主极绕组C_F中由加馈电流所引起的电损耗，

加馈电流的大小约等于$\left(\frac{1}{3}\sim\frac{1}{5}\right)I_D$，因此即使试验大功率的牵引电动机，其容量仅为 3 ～ 5 千瓦。这种线路有两个较严重的缺点：

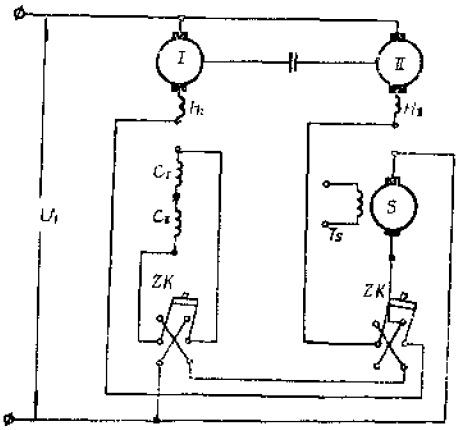


图 9 — 3　受试电机与陪试电机的位置转换

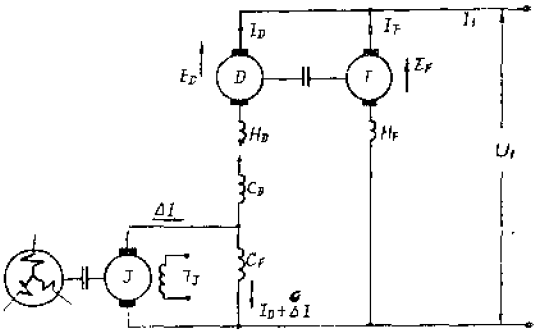


图 9 — 4　带加馈激磁机的试验线路

1．发电机F的主极绕组由于加馈，其发热情况严重，因此只允许短时间的负载。

2．当负载较大，主极磁路处于饱和时，即使加强激磁也不能将受试电机D的负载提高到要求的范围。

由于这些缺点，这种线路在实际中应用的并不多。

三、不用高压电源的反馈试验线路

如前所述，在一些厂、段中由于不易得到直流高压电源，此时可以采用下述线路：

1．具有辅助电动机的反馈线路

图 9 — 5 给出了以辅助电动机 FD 带动电机D 和电机 F 的反馈线路，这时辅助电动机 FD由低压电源供馈，它和电机D及F装在同一轴上，以机械耦合的形式驱动电机。

升压机在线路中所起的作用仍与前述相同，即供给线路中的电损耗并通过它调节受试电机D 的负载，而辅助电动机 FD 的作用则与前述的线路电源一样，提供试验电机的定值损耗，其容量约为受试电机的12～15%左右；为便于调节受试电机的转速，FD可以采用直流串激电动机，也可以采用三相整流子电机，后者只要移动电刷就能在广阔的范围内调节转速，且不需要特备的低压直流电源而只要220伏或380伏的三相电源供馈即可；但是如果受试电动机是仅有单端轴伸的单边传动牵引电动机，则应设法解决它们的机械耦合装置。

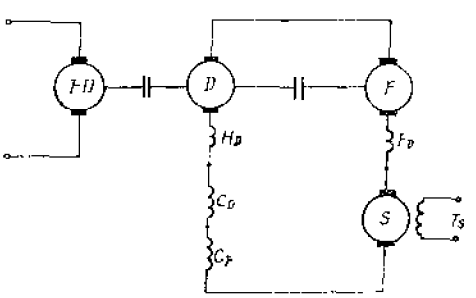


图 9 — 5　具有辅助机的反馈线路

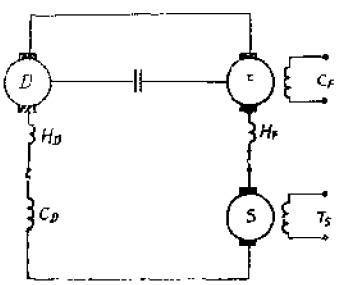


图 9 — 6　陪试机改为它激的反馈线路

2. 陪试电机F改为它激磁的反馈线路

这种线路原理图如图 9 — 6 所示，此时陪试电机F由单独的激磁机进行它激磁，只要调节升压机S和陪试机F的激磁，就可以广泛地调节被试电机D的负载。采用这种线路时，升压机除供给两部电机的大部分电损耗外，还提供了全部定值损耗。又由于此两电机的激磁电流不等，其铁耗与附加损耗因之各不相等，因而在求取受试电机的效率时，就十分复杂和困难；同时要保持受试电机在某一恒定端电压下调节负载时，又必须同时调节陪试电机F及升压机S的激磁，从而增加了调节的复杂性。但是由于省去了直流高压电源，在不需要精确测定电机效率及仅作一般性检查试验的情况下，这种线路仍得到采用。

四、采用可控硅供电的反馈试验线路

前面我们讲述的反馈试验线路的电源和升压机都是较大容量的直流发电机，如果加上其他辅助电机以及各个激磁机组、控制电源等，所需要旋转机组的数量就更庞大了，这些数量众多的交、直流旋转电机不仅给设备投资、试验耗电量以及维修等增加了费用，而且整个试验台都将充满了噪音，这对于试验是非常不利的，因为在试验时我们仅仅希望听到受试电机的运转声音，以便及时的了解和观察到受试电机的运转情况，基于这些原因，近来一些厂、段已采用了由可控硅供电装置代替一些直流电机的反馈试验线路，就已有厂、段的运营情况来看，采用可控硅供电装置与原有旋转机组相比，无论在节省试验耗电量、减少试验台占地面积、节省投资和大量金属以及改善劳动条件等方面都显示出它的优越性。下面我们将结合它的原理线路图作一简要的叙述。

图 9 — 7是一个采用可控硅供电系统的反馈线路方框图，在这一系统中可控硅供电装置取代前述的电源线路发电机和直流升压发电机，图中SCR_1为线路机组供给电网电源U_1，SCR_2则作为升压机组的电源。

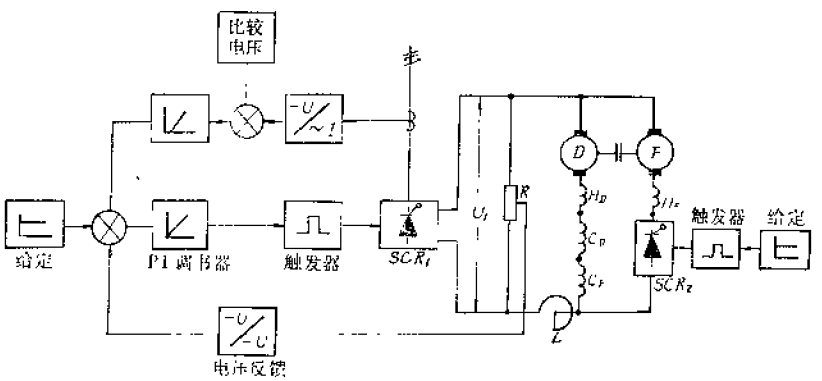


图 9 — 7　可控硅供电装置的反馈线路方框图

在这个系统中，线路机组SCR_1系统采用了电压负反馈以使电机在试验时保持某一恒定的电机端电压，而为了防止电机直接起动时过大的冲击电流，在系统中引入了电流截止负反馈，因此SCR_1供电装置是一个闭环自动调节系统；对于升压机SCR_2装置则只要求改变其端电压以调节负载，无其它特殊要求，为使线路简化，故采用开环控制。

提供线路电源的SCR_1系统是由PI调节放大器、触发器、电压负反馈、电流截止负反馈等环节组成，在试验时此系统输出端电压U_1，当负载变化或因其它干扰而波动时，通过电压负反馈环节，使反馈电压与给定电压相比较后，得到偏差电压ΔU，经调节放大器放大去控制触发器的移相脉冲，改变可控硅的导通角，使输出电压U_1维持某一恒定值，达到自动调节的目的，因此只要改变给定电压的大小，即可实现调节此系统输出电压的数值。这个系统的电流截止反馈环节讯号，取自交流侧电流互感器，经变换成直流讯号电压后与一比较电压相比较，当主回路电流超过某一允许值时，电流反馈电压大于比较电压，这时电流截止反馈环节就有输出，因而使触发脉冲后移，SCR_1的导通角随之减小，输出电压U_1也就降低，从而使电机电流不再上升，达到了自动保护的目的。至于作为升压机组的SCR_2系统则为开环系统，欲调节受试电机的负载，仅需改变给定电压的大小，使触发脉冲移相以改变SCR_2可控硅的导通角，从而改变SCR_2输出电压的数值达到调节负载的目的。

线路的其它工作情况与前述的相同，通常线路机组SCR_1均采用三相半控桥整流线路，虽然电压的脉动系数已远比单相整流线路为小，但为了使受试电机电流接近于直流，在线路中接入了较大的铁芯电抗器L。至于升压机组SCR_2则因属于低压大电流，一般采用带有平衡电抗器的双反星形可控整流线路，以形成一个六相整流电路，这时一方面易于选择可控硅元件，同时电压脉动系数大为减少，在回路中固有电抗的作用下，其脉动电流分量已很小，故可以不加限流电抗器。但是为了使受试电机接近于实际直流情况，在试验时必须检查电流脉动系数，务使电机在各种负载下仍接近实际直流状态。

如上所述，采用可控硅供电的反馈试验线路有一系列优点，但是它的过载能力差，即使是瞬时的过电压和过电流，都可能导致元件的损坏，因而必须采用硒堆和阻容吸收装置进行过电压保护，采用快速熔断器及自动开关作为短路保护以及其他过载保护等措施，增加了试验线路的复杂性，显然这些缺点将随着电子技术的不断发展会逐一得到完善的解决，可以预见，采用可控硅的试验线路将会得到更多的采用和改进。

§9—3 牵引电动机的特性试验

我们知道，在作电牵引计算时，必须先给出机车速度和轮缘牵引力对于机车电流I_j的函数特性曲线，亦即$V=f(I_j)$、$F_j=f(I_j)$特性；显然，这些特性系由牵引电动机的工作特性归算得出，因而在牵引电动机的主要工作特性中，转速n、力矩M以及效率η特性，即$n=f(I)$、$M=f(I)$及$\eta=f(I)$均具有重要意义，下面将叙述这些特性曲线的求取方法。

一、速率特性$n=f(I)$的求取

试验速率特性的目的，是为了核定新设计试制的、新制待出厂的或检修后待出厂的牵引电动机$n=f(I)$特性是否符合要求，另外为了选择速率特性相同的牵引电动机安装于同一机车上，以使机车的负载能在各牵引电动机中均匀分配。特别是对于新设计试制的牵引电动机，按我国标准规定，应对其最初试制的6至10台电机制取该类型牵引电动机的“典型速率特性”，此典型速率特性是在额定电压下，在额定磁场以及各削弱磁场级下，进行正、反转试验后求取平均值制成；典型速率特性不仅提供了该类型牵引电动机作为机车牵引特性的依据，而且对以后制造或修理出厂的牵引电动机提供了试验的鉴定标准。

按照规定：

1. 对于功率超过 100 千瓦的牵引电动机，在额定磁场级时，典型速率特性上的转速对设计预定的速率特性上相同电流值的转速允差不超过 ± 4 %；

2. 在检查试验时，电动机在额定电压和给定的输入电流下，在任一旋转方向上测出的转速对典型速率特性上相同电流值时的转速允差为：在额定磁场时不超过 ± 3 %；在削弱磁场时不超过 ± 4 %；而削弱磁场级小于50%时不超过 ± 6 %；

3. 在额定电压额定电流和额定磁场时，牵引电动机正、反转向的转速差值，对此两方向转速的算术平均值的百分数不许超过 4 %，如图 9 — 8 所示。

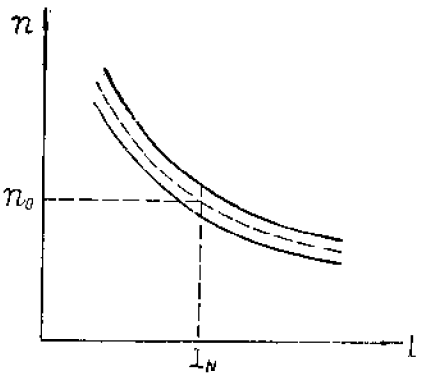


图 9 — 8　牵引电动机速率特性的正、反转差值

在进行试验时，可按图 9 — 2 的反馈试验线路进行，此时只需调节升压机的激磁，即可读取在各种状态下的$n=f(I)$曲线。

由于温度对电机电阻的影响也会影响到电机的转速，这由转速公式

$$n=\frac{U_D-I_D(R_D+R_{CD})}{C_e\Phi}$$

即可看出，因此在作速率特性试验时，电机绕组的实际温度应该和保证特性的基准工作温度相当，对于不同的绝缘等级，其基准工作温度规定如下：A、E级绝缘——75°C；B、F、H级绝缘——110°C。

因此，在特性试验的前后，应核对绕组的温度。为了符合实际情况，最好在试验时也使轴承发热到正常的温度。

二、力矩特性$M=f(I)$的求取

在作速率特性试验时，我们即测得了图 9 — 2 中的电网电压 U_1，电网供馈的电流 I_1 以及受试电机的电流I_D，因此电动机的输出功率可按下式求出，即

$$P=U_1I_D-I_D^2(R_D+2R_{CD})-\frac{1}{2}U_1I_1$$

根据电动机轴上输出功率P 的大小，即可按 $M=974\frac{P}{n}$（公斤·米）的公式计算出电动机轴上的输出力矩，在式中P以千瓦表示，n 则为电机每分钟的转速。

如果电动机的效率曲线$\eta=f(I)$已经求出，则可按下式求出$M=f(I)$特性

$$M=974\frac{P_{输入}\cdot\eta}{n}\qquad(9-5)$$

其中$P_{输入}=U_DI_D$（千瓦）为电机的输入功率。

三、效率特性$\eta=f(I)$的求取

确定电机的效率基本上采用下述两种方法，即反馈法和损耗分析法，现分述如下：

1. 用反馈线路测定效率

其试验线路仍如图 9 — 2。D、F仍为两台同型的牵引电动机，一台作为受试电动机D运行，而另一台则运行于发电机状态，全部损耗均由升压机及电源供给。

在测定效率时，电机各绕组的基本铜耗应换算到对应于绕组绝缘等级的基准工作温度时的数值，绕组直流电阻的换算公式如下

$$R_w = \frac{235 + t_w}{235 + t_s} R_s \qquad (9-6)$$

式中 R_w——基准工作温度时的绕组电阻，欧；

t_w——基准工作温度，°C；

t_s——测量时的绕组温度，°C；

R_s——绕组温度为t_s时的电阻，欧。

式中引用了铜导体的电阻温度系数$\alpha_t = \frac{1}{235 + t}$，如为铝导体其电阻温度系数则为

$$\alpha_t = \frac{1}{245 + t},$$

因此当绕组为铝导体时，应采用245代替式（9—6）中的常数235；另外除基本铜耗外，其他损耗不作任何温度换算。

同时，在计算电动机D的效率时，我们假定按图9—2反馈试验线路时，两电机D及F除I^2R损耗及电刷接触损耗$E_{DS} \cdot I$外，其余损耗相同；对于不带刷尾的电刷取每一电机的电刷接触压降E_{DS}为3伏，而带刷尾的电刷则为2伏。

根据上述假定，则必须对每一电机的损耗为升压机及电源功率之半即$\frac{1}{2}(U_S I_F + U_1 I_1)$的假设作$I^2R$及$E_{DS}I$损耗的修正，即必须以电动机$D$的绕组在基准工作温度下的损耗$I_D^2(R'_D + R'_{CD})$取代原假设的$\frac{1}{2}(I_D^2 R_D + I_D^2 R_{CD} + I_D^2 R_{CF} + I_F^2 R_F)$，其中$R'_D$及$R'_{CD}$各为电动机电枢绕组、换向极绕组、补偿绕组以及串激绕组由测量值R_D及R_{CD}归算到基准工作温度的电阻；另外对于电动机D来说其电流I_D较发电机F的电流I_F为大，因此其电刷接触损耗相应增大$\frac{1}{2}(I_D - I_F)E_{DS} = \frac{1}{2} I_1 E_{DS}$。因而换算到基准工作温度后，电动机的效率$\eta$为

$$\eta = 1 - \frac{U_S I_F + U_1 I_1 + I_D^2(2R'_D + 2R'_{CD} - R_D - R_{CD} - R_{CF}) - I_F^2 R_F + E_{DS} I_1}{2 U_D I_D} \qquad (9-7)$$

如再假定两电机各相同绕组的电阻相等，并处在相同的温度下，则$R_D = R_F$，$R_{CD} = R_{CF}$，此时式（9—7）可简化为

$$\eta = 1 - \frac{U_S I_F + U_1 I_1 + R_D(I_D^2 - I_F^2) + E_{DS} I_1}{2 U_D I_D} - (R'_D + R'_{CD} - R_D - R_{CD}) \frac{I_D}{U_D} \qquad (9-8)$$

采用（9—8）简化式计算结果，其偏差小于试验误差，因而对于一般性试验是可采用的。在作此试验时，必须对正、反两个转向读取两套读数，然后取两套读数的算术平均值作为电动机的效率。

显然，用反馈法测量电动机的效率时，作了一些假定条件，事实上每一台电机由于工艺、材料之差别，以及磁路系统不完全相同，其机械损耗、磁损耗也就各异，因而作为新试制产品的型式试验，最好用更为准确的试验方法，根据我国目前制造厂的情况，均已采用损耗分析法进行效率特性的试验。

2. 用损耗分析法测定效率

损耗分析法能够求出各种损耗的数值及各种损耗比，这样便于同设计数值比较；我国标准规定对在额定工况下，所测得的电机总损耗不应超过规定值的10%，在总损耗求出后即可算出电机的效率，现将这些损耗的求取方法叙述如下：

（1）电枢和定子绕组铜耗p_{Cu}。

如前所述，$p_{Cu}=I_D^2(R'_D+R'_{CD})$，即所有绕组电阻均应归算到基准工作温度，并且当主极绕组有分路电阻时，其铜耗也应包括在p_{Cu}内。

（2）机械损耗p_ω。

机械损耗包括电刷摩擦耗、轴承摩擦耗以及自通风电机的风扇损耗等，这些损耗的测量方法是当电机在低电压、低激磁下（串激）作空载运行，此时电枢电流很小，其铜耗与铁耗都可略去不计，认为全系机械损耗；因此可缓加电压使电机在不同转速下测出机械损耗p_ω与转速n的关系曲线。

（3）空载铁损耗p_{Fe}。

它是与机械损耗合成一项总损耗而测定，测定时电机作为它激电动机空转，每次固定某一激磁电流作出铁耗与机械损耗之和对转速的关系曲线，即$p_\omega+p_{Fe}=f(n)$曲线，此时应在最深削弱磁场系数乘0.75倍额定电枢电流值到1.75倍额定电枢电流（不超过最大电流）值的激磁电流间作一簇$p_\omega+p_{Fe}=f(n)$曲线，显然从这些损耗曲线中减去上面②项中的机械损耗p_ω即为空载铁损耗p_{Fe}。

如需更进一步精确测量上面b、c两项之p_ω与p_{Fe}损耗，则最好以一已知效率特性的辅助电动机拖动此受试电动机，使受试电机分别在不激磁或各激磁电流下由辅助电动机拖动，即可测出受试电机的$p_\omega=f(n)$及$p_\omega+p_{Fe}=f(n)$曲线，从而排除电枢电流的影响而较为准确。

（4）电刷接触损耗p_d

此损耗为电枢电流I与固定的接触压降E_{DS}的乘积即$p_d=I\cdot E_{DS}$，按我国标准规定，每一电机的电刷压降对具有刷尾的电刷取$E_{DS}=2$伏，对不带刷尾的电刷取为3伏。

（5）负载时的杂散附加损耗p_Δ

按我国规定，杂散损耗p_Δ由表（9—3）计算：

杂散损耗对空载铁损耗的百分比　　表9—3

电流对额定值的百分比%	20	60	80	100	130	160	200
杂散损耗对空载铁损耗的百分比%	22	23	26	30	38	48	65

最后，所分析之损耗和Σ_p为

$$\Sigma_p=p_{Cu}+p_\omega+p_{Fe}+p_d+p_\Delta$$

效率为

$$\eta=1-\frac{\Sigma_p}{p_{输入}}=1-\frac{\Sigma_p}{U_DI_D}\qquad(9-9)$$

§9—4　无火花换向区域及换向极补偿特性的测定

在型式试验中，为了确定新设计试制的牵引电动机换向品质，除了要进行检查试验中规定的换向试验项目外，还要对换向极的补偿特性作进一步鉴定，以便核对换向极的有关设计参数，必要时还要调整换向极下第二气隙值的大小或换向极绕组的匝数，这些通常是采用测定无火花换向区域的方法进行，在较简便的条件下，也有用电刷接触压降曲线来检查换向极的

补偿特性的，但前一方法较为直观而且准确，现分述如下：

一、无火花换向区域的测定

试验时仍用图 9 — 2 的反馈试验线路，只是在电动机 D 的换向极绕组 H_D 的两端并接一个加馈发电机 J，如图 9 — 9 所示。试验是在额定电压及正常通风和电机接近正常工作温度下进行，对于内燃机车除了做上述条件下的无火花区域外，还应做在恒功条件下改变电机端电压及电枢电流的无火花换向区；火花的大小可借助于火花指示器或凭直接观察，以 $1\frac{1}{4}$ 级为宜，如果有困难可以 $1\frac{1}{2}$ 级为限。

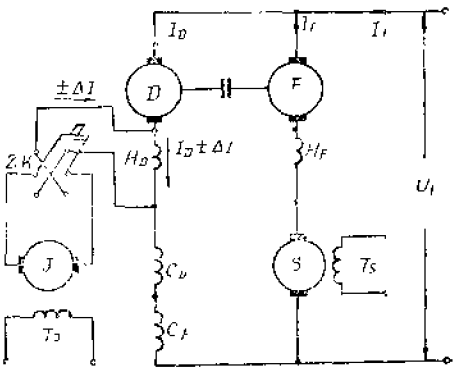


图 9 — 9　接有加馈发电机的反馈试验线路图

试验可依下面的方式进行：先调节受试电动机 D 的负载，使电枢有一定的负载电流，然后合上转换开关 ZK（合此开关之前应调节加馈机的空载电压，使之等于受试电机换向极绕组 H_D 的电压降，以避免电流的冲击），增加加馈机 J 的激磁，使电机 D 的换向极绕组 H_D 增加某一电流 ΔI，以使电刷下达到 $1\frac{1}{4}$ 级火花，记下此时的加馈电流 $+\Delta I$；其后倒换开关 ZK 位置，改变加馈电流的方向，使电刷下也达到 $1\frac{1}{4}$ 级火花，再记下此时的加馈电流 $-\Delta I$ 值。如此再调节电机 D 的负载，变更电枢电流，使电机在额定电压下由接近最大电流至接近最大转速的电流下，选择 4 ～ 5 个电流点作出每一旋转方向的 $\frac{\pm\Delta I}{I_D}\%=f(I_D)$ 关系曲线如图 9 —10的（a）、（b）、（c）所示（I_D 为电机 D 的电枢电流）。

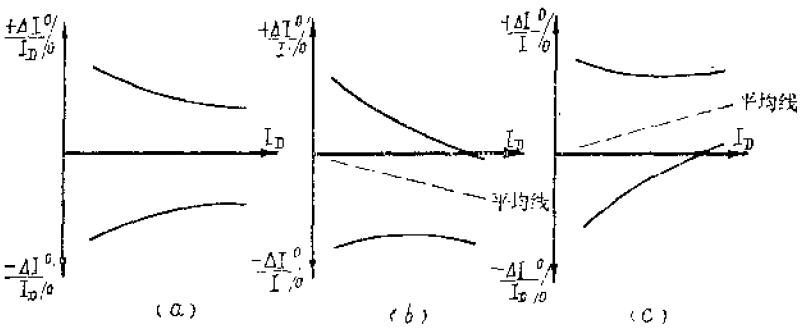


图 9 —10　$\frac{\pm\Delta I}{I_D}\%=f(I_D)$ 关系曲线

为了研究图 9 —10中各种曲线的成因，特画出电机换向元件内的电抗电势 e_r 及换向电势 e_K 的波形图（如图 9 —11），图中 b_s 表示沿电枢圆周电枢元件进行换向的区域，在某一枢流下其电抗电势 e_r 为图中阶梯波形，而换向电势 e_K 则由所设计的换向极绕组匝数及第二气隙值之大小而定，图中所示的三种 e_K 波形（近似梯形波）分别表示了正确、过补偿和欠补偿（波形 1、2、3）的三种情况。另外，在进行无火花区域试验时，我们假设所有可能由机械方面引起电刷下火花的原因已在检查试验中予以消除，因而可以认为电刷下的火花是由未补偿的电势 $e_K-e_r=\pm\Delta e$ 所造成，对应于图 9 —10及图 9 —11可以得出下列几种补偿特性：

1. 正确补偿情况

此时其换向元件内的电抗电势e_r与换向电势e_K基本平衡相消，如图 9—11中e_K波形之*1*，因此当换向极增加一个$+\Delta I$加馈电流，而出现$1\frac{1}{4}$级火花时的未补偿电势$+\Delta e$，必然和增加一个$-\Delta I$加馈电流同样出现$1\frac{1}{4}$级火花时的未补偿电势$-\Delta e$相等，亦即在同一枢流下其$|+\Delta e|=|-\Delta e|$，从而得出图 9—10（*a*）中的曲线，由此得出结论：如果换向极补偿正确，则发生一定火花的$\frac{\pm\Delta I}{I_D}\%=f(I_L)$曲线其特征为上下两边界曲线之平均线与横坐标重合。

2. 过补偿情况

此时在某一枢流下，换向极未加馈时所产生的换向电势e_K已大于电抗电势e_r，如图 9—11所示的e_K波形之*2*，因此当加馈电流$+\Delta I$或$-\Delta I$以达到$1\frac{1}{4}$级火花时，必然是$|+\Delta I|<|-\Delta I|$，由此得出图 9—10（*b*）中的曲线，其结论为试验中如两边界曲线之平均值位于横坐标轴之下时，则电动机为过补偿换向。

3. 欠补偿情况

此时如图 9—11所示e_K波形之*3*，其对应之无火花区边界曲线如图 9—10（*c*），显然其平均线位于横坐标之上而为欠补偿换向。

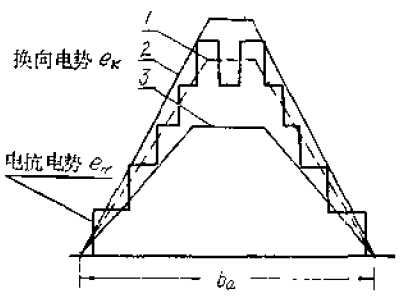


图 9—11 抗电势e_r及换向电势e_K的波形图

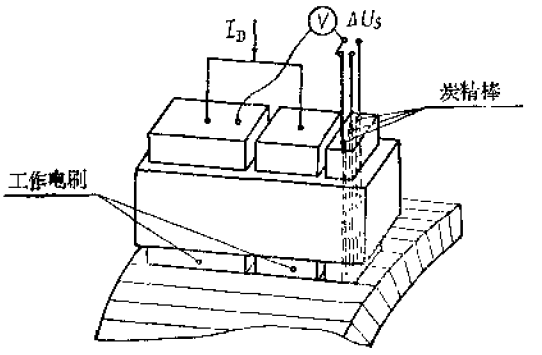


图 9—12 测定电刷接触压降的示意图

综上所述，根据无火花区域（两边界曲线所包之区域）的曲线形状，就能确定换向极的补偿品质，最后可修正换向极的匝数及第二气隙值之大小，以达到使电机换向正确补偿，提高电机质量的目的。另外，试验时如果所有的电刷在加馈时的换向特性都相互吻合，就可以断定电刷均已正确的安装在几何中线上；事实上由于电机在制造或修理时工艺和材质上的差别，这些特性总是有些差异的，这也就是为什么型式试验必须对两台以上同型电机进行试验的原因。

二、由电刷接触压降曲线确定换向极补偿特性

前面，我们曾指出电机可能具有的三种换向形式，即直线换向、延迟换向和超前换向。由于换向形式的不同，沿电刷宽度闭合的换向电流也就各异，因此，沿电刷宽度的电流分布或电流密度的分布是各不相同的。我们又知道沿电刷和换向器接触面上任何一点的接触压降ΔU_x是由该点的电流密度决定，因此我们可以用接触压降在电刷宽度上的分布情况来研究电机的换向性质以及换向极的补偿特性。

测定沿电刷宽度的电刷接触压降可按图 9—12的方式进行，图中炭精棒数目视电刷宽度

可取 3 ～ 5 根，它们相互绝缘地置于一特制小长方木中，同时也与工作电刷绝缘，将电压表一端接于工作电刷的顶端，另一端接于不同位置的炭精棒上，这样就可测出当电机D在某一I_D下的电刷电压降沿电刷宽度的分布曲线，如图 9 —13所示。

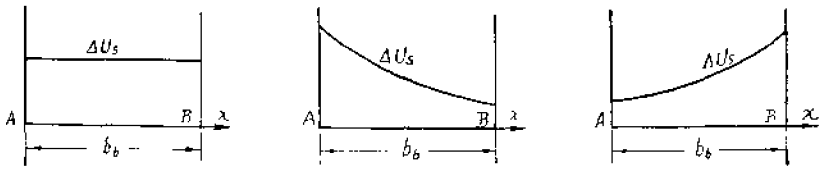


图 9 —13　电刷电压降沿电刷宽度的分布曲线

换向元件对应于电刷宽度位置及换向时的环流i_y示于图 9 —14中。上两图中b_b为电刷宽度，A点为后刷尖位置，B点为前刷尖位置。从换向原理中知道，如果是直线换向则此时$i_y=0$，图 9 —14 中电流i_1和i_2随电刷宽度x和（b_b-x）成正比的变化，如图 9 —15所示。显然此时沿电刷宽度各点的电流密度相等，沿电刷宽度方向的接触压降ΔU_x呈一直线，如图 9 —13（a）所示，是为直线换向，也说明换向电势e_K与电抗电势e_r相互平衡，正确地补偿。

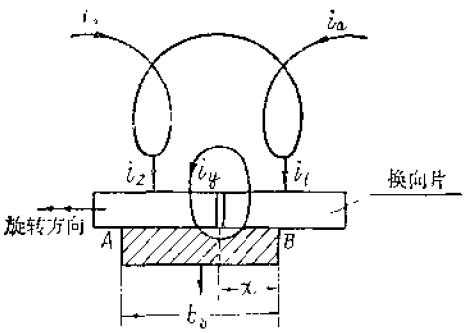


图 9 —14　换向元件的环流

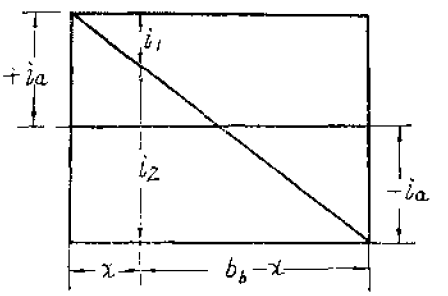


图 9 —15　直线换向时电流的变化

如果是延迟换向，则电抗电势e_r产生的环流永远反对i_1的增长和i_2的减少，如图 9 —16所示。此时前刷尖B的电流密度小于后刷尖A的电流密度，所以沿电刷宽度的电压降ΔU_x按图 9 —13(b)分布，是为延迟换向情况，也即是电抗电势e_r大于换向电势e_K的欠补偿情况。

同理，当超前换向时，沿电刷宽度的电压降ΔU_x曲线则按图 9 —13(c)的分布曲线，是为换向电势e_K大于电抗电势e_r的过补偿情况。

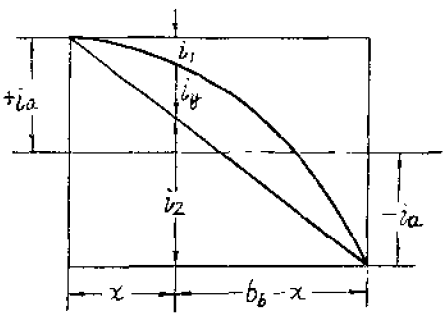


图 9 —16　延迟换向时电流的变化

综上所述，利用沿电刷宽度电刷接触压降曲线的形状也可测定换向极的补偿特性，但是往往由于炭精棒及工作电刷的接触压力不均匀，加上电机的旋转与振动，给测量ΔU_x曲线带来一定的误差和困难，也不如测定无火花换向区域方法来得更直观、准确。因此目前均已广泛地应用测定无水花区来确定换向极的补偿品质了。

§9—5 温 升 试 验

在§ 9 -- 1 中我们对温升试验的内容、要求及其标准作了扼要的叙述。温升试验不仅可以检查电机制造和装配的工艺质量，而且对核定电机的小时和连续定额是否合乎设计要求是一个不可缺少的关键环节。通过温升试验我们可以发现电机各部分电磁结构参数以及通风冷却方式是否合适，从而为改进电机设计和制造提供参考数据，下面我们将较详细地讲述温升的测量及其试验方法。

温升试验主要是检查牵引电动机的电枢绕组；主极绕组、补偿绕组与换向极绕组；换向器及轴承等部件的发热情况。由于这些部件所处位置不同，温升的测量方法也就各异，上述各部件的温度通常采用电阻法或温度计来测定，即对于换向器、轴承和机壳等的表面温度可用各种温度计进行测量，至于各绕组的温度则采用测量电阻的方法来确定，因为金属导体的电阻随温度的变化而改变，并可用下式表示，即

$$R_H = R_0[1 + \alpha_t(t_H - t_0)] \qquad (9—10)$$

式中 R_H——导体的热电阻；

R_0——导体的冷电阻；

t_H——导体发热时的温度；

t_0——测定电阻R_0时的温度；

α_t——温度系数，对于铜导体$\alpha_t = \dfrac{1}{235 + t_0}$；以$\alpha_t$值代入式（9—10）得

$$R_H = R_0\left(1 + \frac{t_H - t_0}{235 + t_0}\right)$$

由此可以求出绕组的温度t_H为

$$t_H = \frac{R_H - R_0}{R_0}(235 + t_0) + t_0 \qquad (9—11)$$

或

$$t_H - t_0 = \frac{R_H - R_0}{R_0}(235 + t_0)$$

而$t_H - t_0$即为绕组的温升，以θ表之得

$$\theta = t_H - t_0 = \frac{R_H - R_0}{R_0}(235 + t_0) \qquad (9—12)$$

如在试验前开始测得冷电阻R_0，此时绕组的温度为周围空气温度，电机在运转后测得热电阻R_H，于是按式（9—12）即可算出电机在热状态下对冷却空气之温升θ。

显然，这种利用电阻温度系数测量出的温升为铜绕组的平均温升，并不能反应绕组最热点之温升，按理绕组绝缘的寿命是根据最高温度来确定的，因此在我国“电机基本标准”中规定对于大容量或铁芯长度1米以上的电机，须采用埋置热发送器（检温计）以测出绕组最热点的温度，而对于目前用于机车车辆的牵引电动机来说，由于轨距之限制，其铁芯长度一般很少长于0.45米，其最热点与平均温度相差甚少，除仅在一些特殊研究中采用埋置热发送器测最高温度方法外，目前均普遍采用测量绕组平均温升方法作为鉴定电机绕组发热的标准。

绕组电阻的测量可以用电桥测量，也可用伏安计法测量，在试验台上用后一方法比较方便适用，得到广泛的采用。但是如用伏安计法测量电阻时，必须保证伏安计的引线和绕组出端的接触良好，以免因接触电阻而引起误差，同时伏安计的内阻应选择得尽可能大，测量的仪表精度不应低于1级。总之所有测量小电阻时的一切规则都必须严格遵守，因为在测量时

只要很小的误差，对于牵引电动机约千分之几至百分之几欧的极小的电阻来说，都将是很可观的。

另外，在进行温升试验时，还要对冷却空气的温度进行测定。此时对于自通风电机，其周围空气的温度可用几只温度计分布在电机四周进行测定。温度计应安置在距电机1～2米处，液球部所处的位置约为电机高度的一半，并应不受外来辐射热及气流的影响；对于强迫通风的电机则应在电机的进风口测量冷却空气的温度。又由于大型电机的温度不能随冷却空气的变化而迅速地相应变化，应采取适当的措施以减少这些变化引起的误差；冷却空气的温度值也应采用试验过程中最后一小时（对小时定额其温度即以温升试验的一小时）内几个相等时间间隔温度计读数的平均值。

在上述准备工作做好后，即可按图9—2的反馈线路进行温升试验，在整个试验过程中，对于强迫通风电机应保持额定通风量不变，起动电机并调节受试电机D至要求的负载值，在第一分钟时即用伏安计法在工作电流下核对定子绕组的电阻，此时要测下有关电流及各绕组的电压降数值，并记下各温度指示器所示的温度；由于在试验前已测下各绕组的冷电阻值，此后再测量其运转时的发热电阻值即可按式（9—11）算出各个时期中的温度t_H，或按式（9—12）算出对于冷却空气的温升θ。如在试验过程中，空气温度由t_0变为t_0'则应按下式（9—13）予以修正，即

$$\theta=\frac{R_H-R_0}{R_0}(235+t_0)+(t_0-t_0') \qquad (9—13)$$

在做小时温升试验时，最好每隔10～15分钟测量一次，在做连续定额温升试验时，电阻的测量在开始时也是每隔10～15分钟测量一次，当温升上升缓慢后，可以每隔半小时测量一次，直到电机各部达到实际稳定温度时为止，此实际稳定温度系指：电机各部分的温度在一小时内的变化不超过1°C时，则此时的温度即称为电机各该部分的实际稳定温度。图9—17表示主极绕组和换向极绕组温升曲线的形状。

一般在连续定额电流下，电机绕组的温升要三小时左右才达到稳定温升，为了节省时间，绕组的稳定温升可按下面的图解法求取。

当电机温度达到预料的稳定温度的85～95%时即停止试验，根据试验记录可画出一段温升曲线如图9—18所示，通过各个相等的时间间隔（即$\Delta t_1=\Delta t_2=\Delta t_3$）所量取的温升

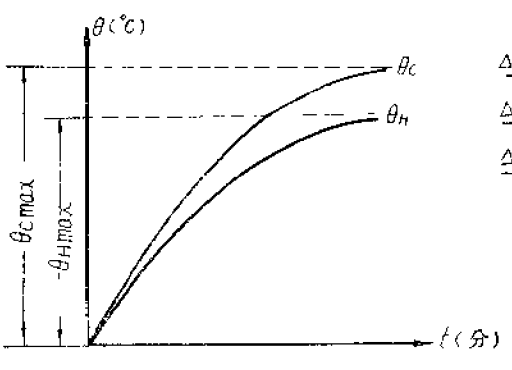


图9—17 主极绕组和换向极绕组温升曲线

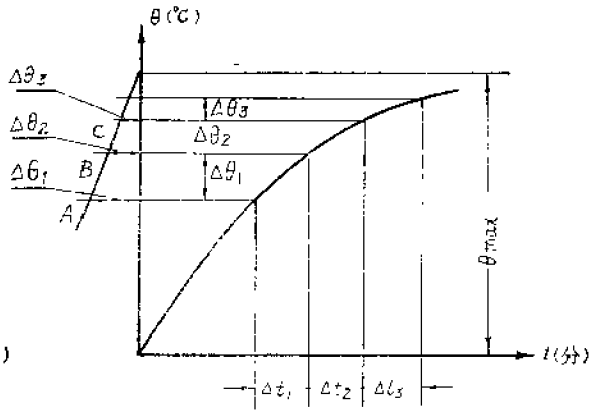


图9—18 温升的图解求取稳定

$\Delta\theta$的增量，定出纵坐标各点，并在横坐标上截取相应的$\Delta\theta$线段如A、B、C诸点，再将联

接这些点的直线延长，和纵轴相交之点即为所求温升之终值，也就是该绕组的稳定温升 θ_{max}。

如前所述，电机定子部分的主极、换向极及补偿绕组的温升曲线，在电机运行中即可用伏安法直接求取它们的热电阻而换算出来。至于电枢绕组，因为它是旋转体，为了要得到它的温升曲线，必须在一定的时间间隔内将电机停下来，以便测取它的电阻，这时为了不致使换向器和电枢绕组冷却，必须尽快地在一分钟内测完，为了急速的制停电机，可以在去除电源 U_1 后增加升压机的激磁；同时立即停止通风空气。在测量结束后应很快地起动电机，并迅速恢复原来的工作状态。这里还需指出，当用电阻法测量电枢绕组冷态和热态电阻时，每次都应在相同的两换向片上进行，这两片间所相隔的换向片数应为每极换向片数的一半或三分之二之间，测量时各次通入的电枢电流值最好相等，以不大于额定电流的20%为宜。

如果要精确地测量电枢绕组的最高温升，在停机后应延续测量15分钟，共取 4 ～ 5 个读数，头三个读数应在停机后每隔45～60秒钟读取一次，从这些测量所得的结果，就能画出电枢的冷却曲线（如图 9 —19所示），将曲线延长和纵轴相交，就能测定在电流开断瞬间电枢绕组的温升。

同样，换向器的温升是在停机后用较灵敏的表面温度计或点温计测量，并按图 9 —19所示用冷却曲线的方法求取换向器的最大温升数值。

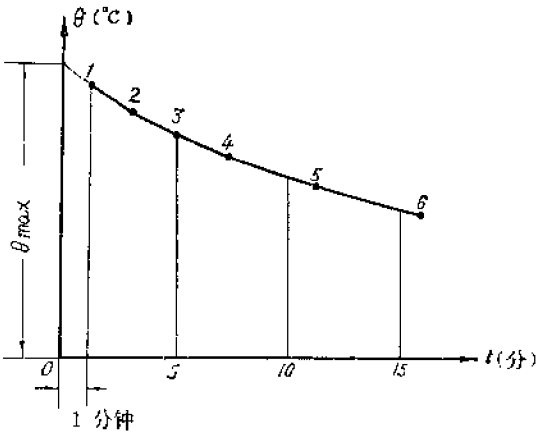


图 9 —19　电枢的冷却曲线其最高温升的求取

当用温度计测量机壳和轴承的温升时，应将它们很好地与机壳和轴承粘牢（机壳温度计放置于机壳顶部和侧面，轴承温度计则粘牢于前后轴承盖上），最好用油灰裹住温度计的液球，并牢固地粘在所测部位，一方面使液球紧紧接触被测部位的表面，另方面可减少温度计向冷却空气泄漏的热量；同时应注意在其他受交变磁场影响的位置上不能用水银温度计，以免引起测量误差。装置好温度计后就可和其他部件的温度测量一样，于相同的间隔时间内读取各温度计的数值，从而作出机壳和轴承的温升曲线。

最后，对于脉流牵引电动机的温升试验，必须在规定的脉动系数的脉流下进行，其试验方法与温升标准和直流牵引电动机相同，这里就不再叙述了。

§9—6　通 风 试 验

前面我们谈到了牵引电动机的通风效能对其工作能力的影响是很大的，因为在很大程度上牵引电动机的连续定额功率依赖于通风冷却的效果。通常我们采用通风系数（连续定额功率对小时定额功率的百分比）来衡量通风作用的强度，显然，通风的效能不仅取决于冷却空气量 Q 的大小，而且与冷却空气吹拂发热体表面的速度以及电机风道结构有关；尽管在设计电机时对电机通风量以及内部各风道的分配比作了选择和估算，但是由于气体动力过程的复杂性，通风系统的真实特性只能用试验的方法来检查。

虽然从整台机车的牵引电动机通风系统的比较中，得出了自通风式牵引电动机具有简化

辅助设备、减少噪音和便于维护等优点，并在一些机车上也得到了采用，但是自通风式电机的弱点是不能连续长期地运行于低速重载情况，也就是说影响了机车的过载能力，因而目前在机车上仍广泛地采用具有强迫通风的牵引电动机，在本节中我们仅讲述强迫通风电机的通风试验方法。

在型式试验项目中，规定了牵引电动机的通风试验必须测定换向器室内空气静压力H_j与通风空气量Q的关系，即$H_j=f(Q)$曲线；它一方面是检验新设计制造的牵引电动机的通风特性是否满足设计要求，另方面在以后做运行试验时，只要测量出电机在同一位置处的静压力H_j，就可方便地得知通入电动机的通风空气量Q。

测量通风管道的空气动力特性，通常采用U形水测压计，这时的空气压力用毫米水柱表示，它直接表示每平方米上气体压力的公斤数值。如图9—20所示，在被测定的空间*5*装置金属管*1*，该管有两个不同的端头，当测量通风道的静压力H_j时，装上图9—20(*a*)所示的端头，该端头系密封的，仅沿着侧面按螺旋形钻有直径1毫米的若干个小孔*2*，然后在管子的外端以胶皮管*3*连接到压力计*4*上，这个压力计就指示出了该空间的静压力H_j。

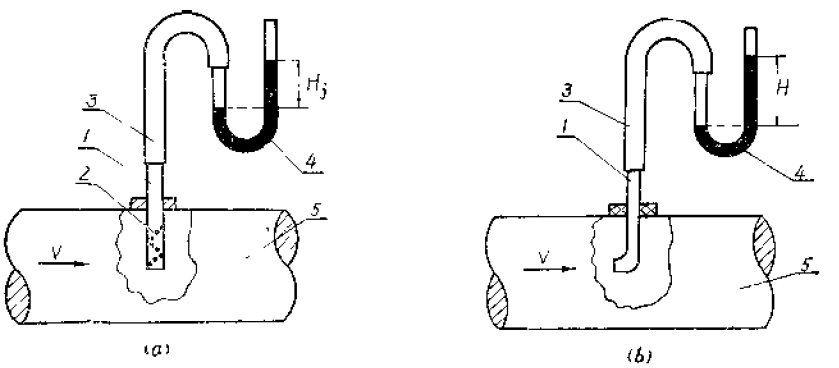


图9—20　采用U形水测压计测量通风管道空气动力特性示意图
1——金属管；2——小孔；3——胶管；4——压力计；5——被测空间。

如果测量全压力H时，则将金属管*1*换成如图9—20(*b*)所示的端头，该端头系开通的，此时将端头对准气流放在通风道中，压力计*4*上显示的毫米水柱即代表了通风空气的全压力H，根据全压力和静压力之差，就能测定通风系统的气体动力特性，基于这个原理，制成了可以分别测量通风道中静压力、全压力和动压力的测压管（一般称为皮托管，如图9—21所示），该管有两个管道，中央管道*1*的一端有一个开孔*2*，对准气流而放置；外管道*3*在对准气流的顶端是密闭的，在它的圆周表面上钻有细孔*4*。显然，如将气压计接到外管道*3*上，则所显示的是风道内气流的静压力H_j，内孔道*2*测出的不仅是静压力H_j，也包括了动压力H_d，亦即测出的是全压力H

$$H=H_d+H_j \qquad (9—14)$$

如将内、外孔端头与气压计联接起来，则液面之差即等于动压力H_d

$$H_d=H-H_j$$

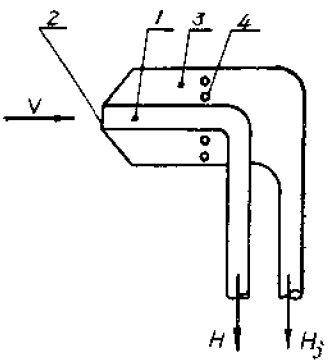


图9—21　测压管
1——中央管道；2——孔；3——外管道；4——细孔。

上述各种联接法均示于图 9—22(*a*)及(*b*)中。

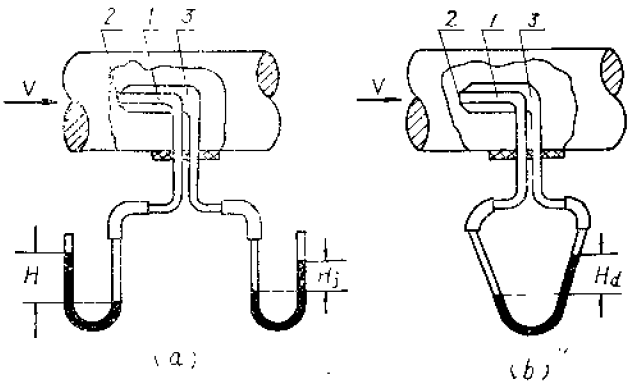


图 9—22

1——中央管道；2——孔；3——外管道。

从物理学中我们很易于求出使通风空气获得动能的动压头H_d，通风空气在动压头H_d的作用下以速度V流动，可以下式表示，即

$$H_d=\gamma\frac{V^2}{2g}\text{（毫米水柱）}\qquad(9-15)$$

式中 V——空气的运动速度，米/秒；

g——重力加速度，等于9.81米/秒²；

γ——空气的比重，在0°C和大气压力760毫米水柱时为1.29公斤/米³，在一般情况下取1.2公斤/米³。

因此可以决定空气运动的速度V为

$$V=\sqrt{\frac{2g}{\gamma}H_d}\text{（米/秒）}\qquad(9-16)$$

如果测量压力H_d处的导管的截面S为已知，则送入的空气量Q可求出如下

$$Q=SV=S\sqrt{\frac{2g}{\gamma}H_d}\text{（米³/秒）}\qquad(9-17)$$

式中 S为空气导管的截面积（米²），此截面积的选择最好从测量压力时最有利的条件去考虑，该压力是由空气的运动速度决定的，图9—23提供了选择通风空气管道直径的参考尺寸，此直径D_r与单位时间内输入的空气量Q有关。

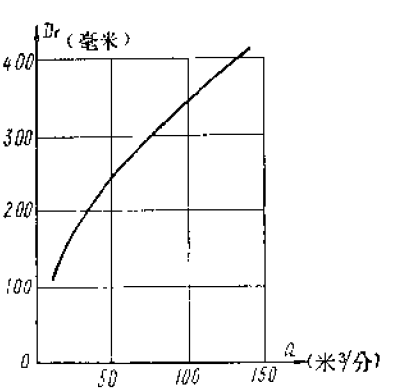


图 9—23 管道直径Dr与输入空气量Q的关系曲线

由于空气沿管道不同点的流速并不完全相等，因此应沿管道的直径对动压力H_d作多次测量，而按下式计算其平均值作为计算动压力，即

$$H_d=\left(\frac{\sqrt{H_{d1}}+\sqrt{H_{d2}}+\cdots\cdots+\sqrt{H_{dn}}}{n}\right)^2$$

式中 $H_{d1}\cdots\cdots H_{dn}$为在第1～$n$个位置所测得的动压力，$n$为测量位置的总数。

在求得H_d之后，可按式（9—16）及（9—10）算出通风空气的流速V及空气量Q。对于直径D_T=380毫米的管道测量点如图9—24所示。

由中心算起各测量点处的半径：第一环R_1=60毫米；第二环R_2=109毫米；第三环R_3=141毫米；第四环R_4=168毫米；第五环R_5=190毫米。

在测量换向器室内空气静压力H_j时，需要在换向器的检查盖上开一小孔，将U形管插入孔内，并连接到气压计上，这样就可以测得换向器室中的静压力H_j，只要调节输入电机的风量Q（改变风门大小或改变鼓风机的转速），就可以测出$H_j=f(Q)$曲线。图9—25表示了我国ZQDR-410型直流牵引电动机的$H_j=f(Q)$曲线。

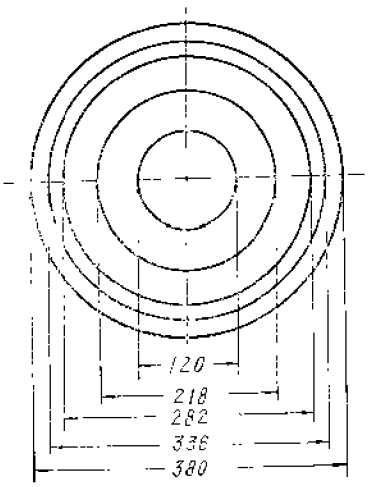


图9—24　直径D_T=380毫米的管道测量点

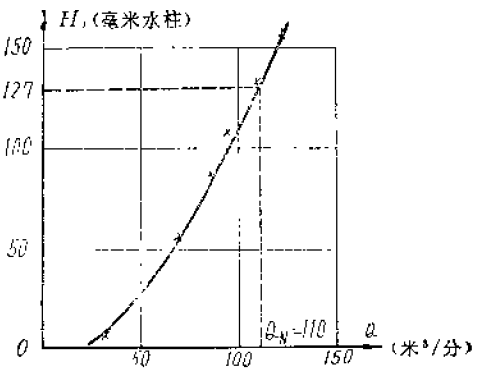


图9—25　ZQDR-410型直流牵引电动机的$H_j=f(Q)$曲线

为了保证有平行的气流及消除涡流起见，试验时引入电机的通风圆管道其直线长度l_T不能小于管道直径D_T的7～10倍，如图9—26所示。

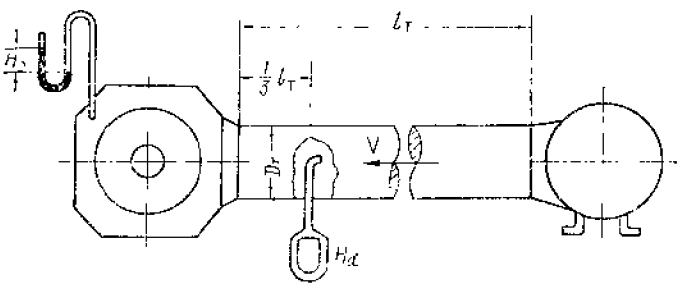


图9—26　电机试验时的通风管道装置

在通风试验中不仅要测出换向器室内$H_j=f(Q)$的特性，而且应与温升试验结合起来以便核对原设计的通风量Q是否满足电机的要求，这时应在连续定额电流I_C下，通入电机不同的风量Q，测出电机的各部温升。一个正确的Q值应该是：当比Q值减少时会导致电机各部件温升的急剧增加，而当比Q值增大时并未产生明显的通风效果，则此时的Q值是设计得合理的。图9—27是当电机温升为某一恒值时的$H_j=f(I_C)$曲线，由此可以看出，用增大通风强度的方法（即增加Q以增大H_j），可以提高电机的连续定额电流I_C，但是这个方法仅是在达到某一限度以前才显得有利，超过该限度则H_j值以及如图9—25的Q值将增

大到不可接受的程度，此时通风机的容量远远超出了一般范围，显然会走向反面。

如果要进一步研究电机的通风道特性，检查电机各部分风道的风量分配是否合适，除了间接地从观察电机各部件温升来估量外，还应在相应的机座位置钻孔，以便置入水测压计的金属管端头，分别直接测出定子磁极绕组空间以及电机空气隙的空气量，再由总风量减去上述二部分则得出电枢轴向通风道的空气量，从试验中得出这些通风道的空气量分配比后，即可进一步改进电机结构，使电机每一部件的温升都能达到最高的利用程度，这些测试方法及其原理均与上述相同，不再一一叙述。

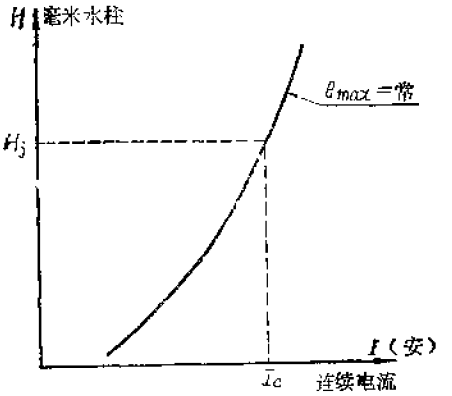


图 9 —27　当电机温升为某一恒值时的$H_1=f(I_c)$曲线

§ 9—7　脉流牵引电动机的试验

目前，脉流牵引电动机已成为铁路牵引动力的重要型式，这里我们将对它的试验线路及试验方法作一介绍。该类型电机的检查试验与型式试验的项目及要求和直流牵引电动机基本上是相同的，但是由于它们的工作电源性质不同，特别是对于由可控硅供馈的脉流牵引电动机或进行斩波调速的脉流牵引电动机，其供馈电压乃至电流都具有较复杂的高次谐波，因此对于一些试验项目如：速率特性、换向试验等不仅要在直流工况下进行，而且还要在脉流工况下进行试验，而对于温升试验及效率的测定按我国的规定，必须在相当于运用条件下的脉动电流进行试验。现将该类电机试验的有关问题简述如下。

一、脉流牵引电动机的试验线路

1.　直接负载试验线路

在 § 9 — 2 中我们曾提到由于这种线路耗费巨大的电能并需要大功率的电源设备，在直流牵引电动机的试验中已不予采用，但对于脉流牵引电动机来说，直接负载线路较其他反馈试验线路接近真实运行情况，调试方法也较为简便，因此在需要详细分析脉流牵引电动机的特性与参数时，目前仍采用直接负载试验线路，其原理电路示于图 9 —28中。

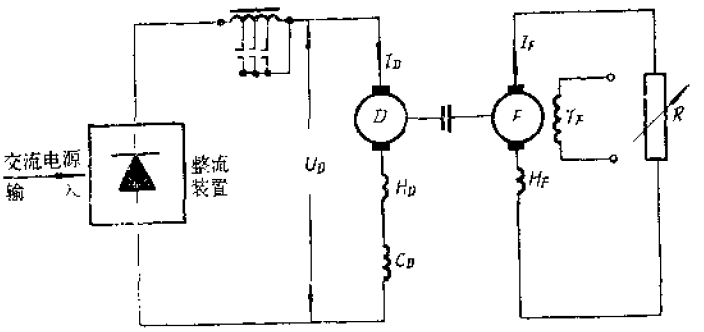


图 9 —28　直接负载的试验线路

图中输入的交流电源可以是有级调节的单相变压器(对应于图中不可控硅整流装置)，这时受试电动机D的端电压则由变压器相应的调节级决定，电流脉动系数k_i的大小由带抽头调节的铁芯电抗器L进行调节，其负载发电机可以是同类型的第二台电动机，也可以是试验台用发电机或制动发电机，此时发电机F采用直流它激方式，并以可变负载电阻或试验台的一台适当的电机作为其负载。

如整流装置为半控桥或全控桥可控硅整流装置，则输入的交流电源为一不带抽头的固定单相变压器或三相变压器即可，这时电动机D的端电压由可控硅的导通角大小而定，电流脉动系数仍由铁芯电抗器L的抽头调节。

试验时电机D在某一端压下，只要调节可变电阻R（通常采用水电阻）或改变发电机F的激磁电流，即可方便地进行负载调节。由于受试电动机D的电源性质（电压与电流）与运行中完全一致，因而试验数据符合实际并且易于计算其效率。

2. 具有升压机电源的反馈试验线路

这种反馈线路示于图 9—29。图中采用硅整流装置代替直流牵引电动机的反馈试验线路中的线路发电机及升压发电机，它们可以是不可控硅整流装置（如图SR_1及SR_2），也可以是可控硅整流装置，视受试电机D在机车上的工况而定，这二个整流装置输入的交流电源也应与机车上实际工作状态一致，可以是单相或三相交流电源。同样，电流脉动系数k_i通过抽头电抗器L进行调节，其工作原理与直流牵引电动机的反馈线路基本是一样的，这里不再重复。显然，采用这种线路可以对受试电机D进行检查试验和型式试验规定的各个项目，但是由于受试电机D与陪试电机F的平均电流及其脉动电流大小均不相等，磁特性与杂散附加损耗均不相同，因而采用这种线路是难以精确测定其损耗数值与效率的。

从图 9—29中，硅整流装置SR_1的输出电压应能达受试电机D额定电压的1.2倍，因此是一个高电压装置，在一些厂、段中由于并不需要对电机作整套的型式试验项目，也可采用发电机F改为它激取消高压硅整流装置SR_1的反馈试验线路，如图 9—30所示。

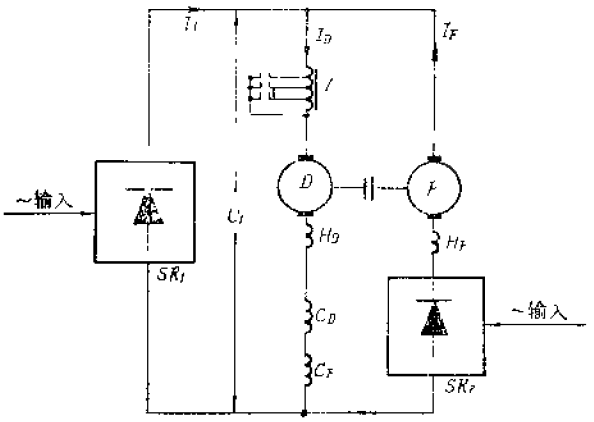


图 9—29 具有升压机电源的反馈试验线路图

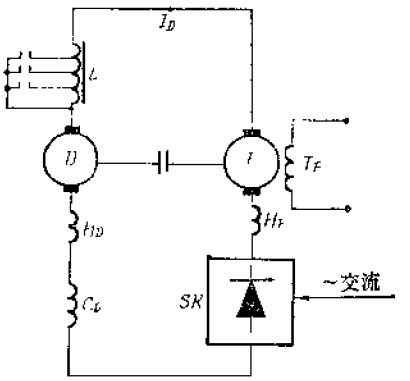


图 9—30 发电机为它激的反馈试验线路

这种线路和前述直流牵引电动机采用它激的反馈线路是相同的，其脉流的获得是采用硅整流装置SR取代直流升压发电机，受试电机D的恒定端压必须通过T_F及SR的同时调节方能达到。与前述一样，调节较为困难，其损耗与效率亦难以测定。

3. 采用叠加法的反馈试验线路

在脉流牵引电动机的工作原理一章中，我们曾提到在实际运行中脉流电机的电流主要是直流分量和频率为电网频率2倍的交流分量，特别是对于不可控整流电源下工作的脉流牵引电动机，其余高次谐波的影响是很小的。基于这种情况我们只要在直流试验线路的基础上，叠加一个频率为100赫的交流电源，即可对受试电机D进行模拟实际电源的试验，其线路原理图示于图9—3(a)及(b)中。

图9—3(a)中除了加入调节受试电机D和电源支路的电流脉动系数k_i的电抗L和L_1以及在升压机S支路内串入塞流电抗器L_s及L_1外，与直流牵引电动机的反馈试验线路完全相同，其U_1仍为高电压的直流电源。100赫交流电源分量的加入则由图9—31(b)图来实现，其中SY为三相同步电动机，AS_z为三相绕线式感应电动机的转子，AS_j为其定子，如在AS_z中供馈50赫的交流电，则当转子在静止状态时，其定子AS_j的三相绕组也感应出相应的50赫交流电。显然，当同步电动机SY以同步速率拖动三相感应电动机的转子AS_z，并使其沿转子AS_z的旋转磁场方向转动时，则在感应电动机的定子AS_j三相绕组中将感应出频率为100赫的交流电，这时我们只要将AS_j的两相接入调压器T_p，通过调节T_p即可在1、2端头得到所需要的100赫电压数值，图(b)中电容器C是起到隔直流的作用，使直流电源不致进入调压器T_p。

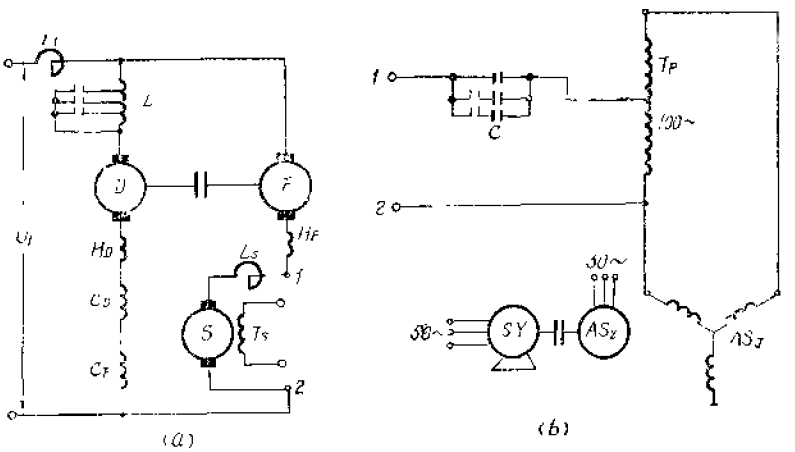


图9—31 采用叠加法的试验线路

试验时我们只要调节升压机S的激磁即可改变受试电机D的负载，调节调压器T_p及铁芯电抗器L抽头即可改变受试电机D的交流分量，线路的调试是简便的。叠加法线路虽属模拟性质的，但对于一些不需要精测数值（如损耗、效率等）的性能试验已能满足要求，在专门研究100赫交流分量对脉流牵引电动机的性能影响时，此线路的优点是显然的。

上面我们简述了常用的脉流试验线路，还有一些线路其原理基本相同，这里不再一一叙述了。

二、脉流牵引电动机效率的测定

按照规定，脉流牵引电动机型式试验的一些项目如温升、换向和特性试验应在脉流下进行，其原因是这些试验在直流与脉流下其试验结果是不相同的，仅当在检查试验时，对于同一型号的电机，如这些项目在直流和脉流下的差别已由型式试验确定时允许仅在直流下进行试验，其脉流工况下的结果可由已知差别中查出。

关于脉流工况下的温升、换向与特性试验，其方法标准与直流工况相同，仅对于无火花换向区的测定通常仍在直流工况下进行，其原因是脉流牵引电动机的换向首先必须保证在不同的直流工况下电机应有满意的换向，另外当对换向极进行直流或脉流加馈时，换向极下换向元件的各种交流分量的数值与相位难于做到与实际吻合而失去意义。下面我们将简述脉流工况下效率的测定方法。

如前所述，效率的精确测定最好采用图 9 —28的直接负载试验线路，为了测量输入受试电动机D的脉动电流交流分量的功率P_a，我们可采用图 9 —32的测量电路。

按图 9 —32试验线路，我们令：

U_D、I_D——为电动机端电压及电流的平均值，则

$$P_D=U_DT_D+P_a \tag{9—18}$$

P_D为电动机D的输入功率。并令P_d及η_d为电动机D在直流运行时测得的损耗和效率，P_m及η_m为脉流工况下电机D的损耗和效率，并假设输入的交流分量功率P_a不产生转矩，全部变为损耗，则得

$$P_m=P_d+P_a \tag{9—19}$$

由式（9 —18）及（9 —19）可得电动机D的效率η_m为

$$\eta_m=\frac{P_D-P_m}{P_D}=\frac{U_DI_D+P_a-(P_d+P_a)}{U_DI_D+P_a}$$

或

$$\eta_m=\frac{\eta_d}{1+\dfrac{P_a}{U_DI_D}} \tag{9—20}$$

在直流工况下已测出效率η_d，当P_a测出后则脉流下的效率η_m即可按式（9 —20）求出。

图 9 —32中P_a的测量系采用一个标准瓦特表W_a，其电流回路附加一个电阻r，以使流过瓦特表的电流降至一个适当的数值，此r值选择应足够大以使瓦特表回路总电阻（包括r）在200赫以下为一高阻抗。其电压回路附加一隔直流电容C，C值也应足够大，使在200赫以下的阻抗比回路阻抗要小以致可忽略不计。r_F为一特殊分流器，当电动机的电流流过分流器r_F时所产生的压降，应大于瓦特表流过满量程的压降。平均电压U_D及平均电流I_D则用精度不小于 1 级的磁电式仪表进行测量。

另外还应指出，对于脉动电源特别是可控硅输出或通过斩波器后输出的电压和电流，它们的交流分量的有效值及电功率的测量是十分复杂的，一般简单的直测仪表已难完成测量任务，通常在静态下可借助于波形分析仪测出各次谐波分量进行计算，在动态下则仅有借助于示波器拍照的方法进行分析计算，具体的测量方法这里就不再叙述了。

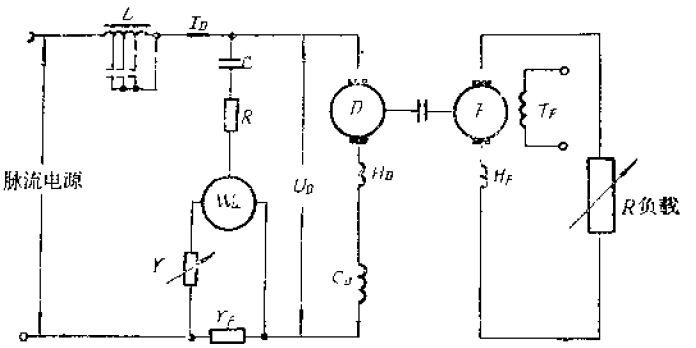


图 9 —32　测量脉动电流交流分量功率P_a的线路

第十章　直流牵引电动机的设计

§10—1　机车运行对牵引电动机的要求

与一般用途的电机相比较，内燃和电力机车的牵引电动机是在极为困难的情况下工作的。为适应机车运行的需要，牵引电动机应能满足以下基本要求：

1．应有大的起动力矩和高的过载能力。在起动或过载时，电动机的转矩可能达到其额定数值的2～2.5倍，使电动机电流大大增加，而它应能经受得住这样大的电流和力矩，不致受到损害。

2．牵引电动机应保证在两个方向运转时，其特性尽可能相同。这就要求电刷和磁极的安置、电枢绕组的嵌放都要非常准确。

3．牵引电动机应保证在不同的行驶条件下，有宽广的速度调节范围和对其功率的充分利用。

4．应可靠地实现电气制动。电气制动时，电动机变为发电机状态运转，且大都处于转速高、电流大、削弱磁场深的艰巨情况下。如果是电阻制动，在额定电流下，则电机的端电压可能高于两倍的额定电压。因此，电动机应保证在以上情况下可靠地换向，且其绝缘不会被击穿。

5．牵引电动机在机车上的安装空间受到极其严格的限制，因而在设计时应使之对有效材料、结构材料和界限尺寸有最充分的利用。

6．牵引电动机的结构应充分适应机车运用和检修的需要。譬如说，电动机主要零部件的结构和固定方式要有足够的强度，以能承受最坏运行情况下的动力作用；其悬挂和传动装置，应使机车与线路间的动力作用尽量减小；电动机对于尘土、雨、雪的侵入应有良好的防护；结构上应便于检修和更换电刷等。

在进行牵引电动机设计的时候，首要的任务是，在性能方面充分满足机车运行的需要；在结构方面应便于制造、维护和修理。在以上前提下，进而使电机有较先进的经济指标，节省材料，降低成本。在这里应特别强调的是，设计工作必需结合我国的生产实际，检验一台电动机优劣的标准决不是仅仅看它的计算指标，而是由制造、运行和维修的综合实践结果来评价的。

§10—2　牵引电动机额定容量及转速与基本尺寸的关系

一、牵引电动机的设计定额

根据长时期的生产和运用经验，牵引电动机常用两种定额标明，这就是所谓连续（或持续）定额和小时定额。

应当说明，小时定额本身并不决定某种强制的运用情况，它在历史上是由无通风的电车牵引电动机的实际经验而形成的。在这种电机中，所有在一小时内产生的损耗，以热能形式

散发，使电枢发热，而基本上没有传给冷却空气。对于现代有通风装置的牵引电动机来说，小时容量大半已失去了它原来的物理意义，而带有历史和习惯的性质了。但相当于小时容量的运转情况，对电力机车来说，可能在规定的列车重量下，爬一定的长大上坡道时发生。因之它仍具有一定的表征意义，习惯上用之为决定电力机车牵引电动机各设计参数的基础。对内燃机车来说，它是要求恒功运行的，内燃机的过载输出在运行中是不允许的。因此，其牵引电动机的设计以连续定额为基础，小时定额仅仅是为说明产品提供的数据，并作为电机检查（例行）试验的依据。

按我国标准 JB1093—67 规定，牵引电动机和热电机车牵引发电机，若无特别规定，应以连续（持续）定额为制造厂的保证定额。保证定额是设计、制造和验收的依据。

这里应强调指出，内燃机车发电机和电动机在低压下的持续定额是主牵引电机的保证定额。电力机车牵引电动机，由于历史习惯的原因，设计时大都仍以小时定额为基础。

二、容量及转速与基本尺寸的关系

直流电机的功率近似等于其电磁功率，即

$$P_N \approx P_i$$

而

$$P_i = EI \times 10^{-3} \quad \text{（千瓦）} \tag{10—1}$$

代入

$$E = \frac{N}{a} \cdot \frac{pn}{60} \Phi \times 10^{-8}$$

其中

$$\Phi = \alpha \tau l_a B_\delta = \alpha \frac{\pi D_a}{2p} l_a B_\delta$$

即得

$$P_i = \frac{N}{a} \cdot \frac{pn}{60} \cdot \alpha \frac{\pi D_a}{2p} l_a B_\delta I \times 10^{-11} \quad \text{（千瓦）}$$

而

$$I = \frac{2a\pi D_a A}{N}$$

所以

$$P_i = \frac{n}{60} \alpha \pi^2 D_a^2 l_a B_\delta A \times 10^{-11} \quad \text{（千瓦）} \tag{10—2}$$

又可写成

$$\frac{D_a^2 l_a n}{P_i} = \frac{60 \times 10^{11}}{\pi^2 \alpha B_\delta A} = \frac{6.1 \times 10^{11}}{\alpha B_\delta A} = C_A$$

或

$$\frac{P_i}{n} = \frac{10^{-11}}{6.1} \alpha A B_\delta D_a^2 l_a = \frac{1}{C_A} D_a^2 l_a \tag{10—3}$$

这里，C_A称为阿诺特电机常数，其倒数$\frac{1}{C_A} = K_A$称为电机的利用系数，$D_a^2 l_a$通常称为电枢的归算体积。

由公式（10—3）可得出以下结论：

1. 电机的主要尺寸是由P_i和n决定的，与电压或电流无直接的关系；
2. $\frac{P_i}{n}$与转矩成正比，所以电机的主要尺寸乃是取决于它所产生的转矩；
3. A通常称为电负荷，B_δ称为磁负荷，二者乘积称为电磁负荷。AB_δ之值越大则电机尺寸越小，材料越得到有效的利用。

进一步分析A和B_δ与D_a、l_a的关系对于了解电机设计中的基本关系是有益的。实际上A和B_δ的数值不是恒定的，而是随着电机直径的增加而增大的。其原因大致可这样解释，即当直径增大时，一般说用的槽亦较深、较宽，这就使A增加。另外在直流电机中，当直径加大时，齿顶与齿根宽度相差亦少，因而B_δ大些也可不致使齿内磁密过于饱和，但B_δ毕竟

是接近于一个恒值的，而电枢线负载A可以化为电流密度j_a的表达式，即

$$A=\frac{1}{t_1}j_a b_s h_s K_s=j_a\frac{b_s}{t_1}\cdot\frac{h_s}{D_a}D_a K_s=j_a\varphi_1\varphi_2 D_a K_s \qquad (10-4)$$

式中 t_1——槽距；

b_s、h_s——分别为槽宽及槽高；

$$\varphi_1=\frac{b_s}{t_1}$$

$$\varphi_2=\frac{h_s}{D_a}$$

K_s——槽填充系数。

将式（10—4）代入式（10—2）可得

$$P_t=\frac{n\pi^2}{60}\alpha B_\delta j_a(\varphi_1\varphi_2 K_s)D_a^3 l_a\times 10^{-11} \quad (千瓦) \qquad (10-5)$$

或

$$\frac{P_t}{n}=\frac{\pi^2}{60}\alpha B_\delta j_a(\varphi_1\varphi_2 K_s)D_a^3 l_a\times 10^{-11} \qquad (10-6)$$

假定电枢直径递增的一系列电机，其各部分的几何比例都保持不变，即各电机几何形状是相似的，而它们的B_δ和j_a可视为常数，则式（10—5）及式（10—6）可写成

$$P_t=K_p D_a^3 l_a n=K'_p l^4 n \qquad (10-7)$$

$$M=K_m D_a^3 l_a=K'_M l^4 \qquad (10-8)$$

式中 K_p、K'_p、K_m、K'_m——均为常数。

由上分析不难看出，电机的功率和转矩正比于$D_a^3 l_a$，亦即正比于长度因次的4次方l^4，而电机的体积或重量则正比于$D_a^2 l_a$，亦即正比于长度因次的立方l^3。因之功率和转矩的增加比体积或重量的增加要快，所以制造大容量的电机将有较好的经济效果。这也说明了近代机车采用单电机转向架，以大容量的牵引电动机代替数台总容量相等的电动机的倾向。

§10—3 设计的原始数据及电压和极数的选择

一、设计的原始数据

牵引电动机设计的原始数据是根据机车的技术要求提出的。一般给定以下数据：

容量P_N；

电动机额定电压及电网电压U_N、U_L；

电动机悬挂及传动方式；

机车额定速度V_N；

机车最大速度V_{max}；

动轮直径D_d；

轮轴直径d_0；

轮轴荷重P_0；

通风方式；

制动方式；

轨距。

设计内燃机车牵引电动机时，还给定以下数值：

电动机恒功的最大电压U_{max}；

发电机的额定电压U_{fN}；

发电机的最大电压U_{fmax}。

二、电压和极数的选择

（一）电动机端电压的选择

根据我国国家标准“直流电力牵引电压系列”（GB—999—67）规定直流电力机车受流器上的电压为：

额定值（伏）	3000	1500	750	550	250
最大值（伏）	3600	1800	900	660	300

因此，直接由电网供电的直流牵引电动机端电压是由其网压和机车或动车上每支路永久串联的电动机数目所决定的（而电动机的绝缘水平必须以网压为标准）。一般网压在1500伏以上时，每支路至少串联2台电动机。按照换向条件，实际上难于造出端电压为3000伏的牵引电动机。但是，在此应当指出，牵引电动机的电压通常要比一般工业用电动机的电压为高，对于直流牵引电动机来说，1500伏是正常的。

对于车上自备电源（如发电机、蓄电池）供电的电动机，其额定电压为电源电压除以永久串联的电动机台数。而对于内燃机车或动车来说，该电源电压系指主发电机的额定低电压或相应的整流器（主发电机为交流时）的额定输出电压。

对于由车上变压器—整流器连同平波电抗器一起供电的脉流电动机，其额定电压由用户和制造厂协商确定（以脉动电压在一个周期中的算术平均值计算其电压）。

应当指出，对于自备电源的直流牵引电动机或整流器机车的脉流牵引电动机，其端电压不是预先规定的。可以从电机的技术、经济性能和机车电器部件的要求等方面进行综合分析考虑，选择一个合理的数值。

一般来说，电机的电压较低时，槽的利用率可以提高，电机的重量较轻。同时换向片间电压也可设计得较低，工作较可靠。但是电压太低时，对于同样功率的电机，电流较大，换向器长度可能增加，机车整流器损耗加大，联接线尺寸亦将增加。

根据整流器机车牵引电动机制造与运用的经验，电动机端电压的伏数与其功率的千瓦数近似相等时可以得到较好的经济较果。大致可表示为图10—1所示的关系曲线。

（二）磁极数目的选择

牵引电动机大多采用四极或六极，有的采用八极。过去，绝大多数的牵引电动机是做成四极的。近年来，由于大功率机车的发展需要，牵引电动机的容量逐步增大，其结构参数也相应有所变化。对于容量在500千瓦以上的牵引电动机已逐渐采用六极代替了过去较小容量电机所采用的四极结构，这是由于六极结构较之四极结构有以下优点：

1. 电动机重量可以较轻。因为六极电机每极磁通量较小，机座截面及电枢长度可以减小，电枢端接部分长度亦可较短。

2. 电枢反应相对较弱，稳定系数较高，有利于换向。

3. 多采用圆形机座，加工较容易。

但是，对于较小容量的电动机，上述优点并不显著，极数增多反而给制造、维修带来困难和不便，使制造和维修费用提高。所以，中小容量的牵引电动机则仍广泛采用四极结构。

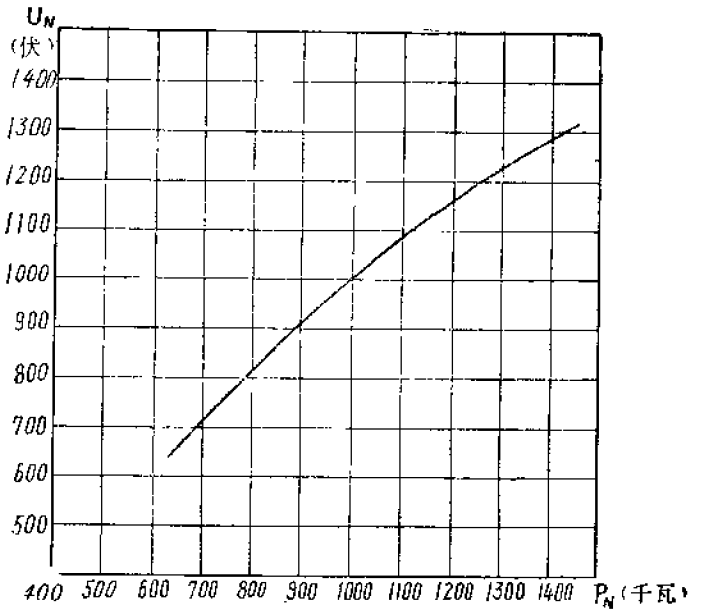


图10—1　脉流牵引电动机功率与端电压的大致关系

还应说明，由于换向片间电压的限制，极数的选择与端电压的选择是联系在一起的，二者将相互制约。对一定容量的电机，电压较高时，极数应较少，电压较低时，极数可较多。当前各国制造的脉流牵引电动机事实上可大致分为两大类，即1500伏、四极结构和750～1000伏、六或八极结构。第一种类型往往考虑了直流与脉流两用的问题。

§10—4　主要尺寸及传动参数的决定

从基本公式（10—3）

$$\frac{P_t}{n}=\frac{10^{-11}}{6.1}\alpha A B_\delta D_a^2 l_a$$

可以看出，电机主要尺寸的决定是与其它参数相互关联的。对于牵引电动机来说，由于它同时又受到车底安装空间的严格限制，因而使其主要尺寸的选择更趋复杂。

目前所用选择电机直径D_a的实际步骤，也是不尽相同的，诸如：

1．先选定一个传动比μ，由给定的车速定出电动机的转速n，然后根据经验选择A、B_δ以及D_a与l_a的比值，从而由基本公式10—3得出D_a。

2．应用D_a与$\frac{P_t}{n}$的经验关系曲线，预先确定$\frac{P_t}{n}$值后，由此求出D_a。

3．根据P_t和n的经验曲线，按P_t选一个n值，再利用经验公式

$$D_a=k\sqrt[3]{\frac{P_t}{n}}$$

求出D_a。式中k为经验系数，对不同用途的机车有不同的数值。

作为D_a的初步选择，上述方法都是可行的。如果有了符合牵引电动机实际发展情况的经验数据或曲线，具体应用也是简便的。但是，由于近代牵引电动机的不断发展，在应用这些方法时，参考新近制成的运用良好的牵引电动机的经验，总结新的数据是必要的。譬如

说，上述方法中实际上都涉及到D_a与l_a的比值问题，而这个比值在牵引电动机中就是很不一致的。

作为另一种方法，主要考虑到牵引电动机特殊的安装和工作条件，而换向（环火）问题又是其核心问题，为此，可引入片间电压的限制条件进行如下推导。

电动机功率

$$P_N = U_N I_N \eta_N \times 10^{-3} \qquad \text{（千瓦）}$$

设$\eta_N \approx 0.95$，并将换向片间平均电压

$$\Delta U_k = \frac{2pU_N}{K}$$

及

$$I_N = \frac{2a\pi D_a A}{N} = \frac{2a\pi D_a A}{2w_s K}$$

代入上式可得

$$P_N = 0.95 U_N I_N \times 10^{-3} = 0.95 \frac{\Delta U_K K}{2p} \cdot \frac{2a\pi D_a A}{2w_s K} \times 10^{-3}$$

$$= 0.0015 \Delta U_K D_a A \frac{a}{w_s p} \qquad \text{（千瓦）}$$

即

$$D_a = \frac{P_N w_s p}{0.0015 \Delta U_K A a} \qquad \text{（厘米）} \qquad (10-9)$$

A的数值与D_a的大小有关，根据现代牵引电动机的经验，可以采用下式表示，即

$$A = k\sqrt{D_a} \qquad \text{（安/厘米）}$$

将此式代入式10—9可得

$$D_a = \left(\frac{P_N w_s p}{0.0015 \Delta U_K k a}\right)^{2/3} \text{（厘米）} \qquad (10-10)$$

式中 k——系数，按经验可取为55～65；

ΔU_K——一般不应超过15～20伏，采用电阻制动的电动机应取较小的数值，带有补偿绕组的电机则可取到20～25伏；

w_s——一般都取为1，仅对于电车和有换向极的矿山机车电动机，可取为2或3。

干线机车的牵引电动机当前大都采用单迭绕组$a = p$，较小容量的矿山机车及电动车辆电动机采用单波绕组$a = 1$。

式10—10引入了换向片间电压的限制因素，同时它又较清楚地反映了直流牵引电动机绕组型式、极数、有否补偿绕组等对于D_a的影响关系，可用为初步选择D_a的依据。当然很明显，如果ΔU_K的数值取到了允许的极限值，由之所给出的D_a将是最小的直径了。但是对ΔU_K的实际取值必须以电机运行的实际经验作为借鉴，过高的数值往往是不适宜的。另外，必须强调指出，D_a的选择绝不是由此一方面的因素所决定的，为了得到各方面合理的设计参数，一般应取几个方案进行综合比较，由式（10—10）所选的直径应当说仅仅是初步的。

附带还应说明，式（10—10）是相应于牵引电动机的某一额定状态导出的，对于内然机车牵引电动机来说，应为低压下的连续定额。但是，考虑到牵引电动机在最高恒功电压U_{max}下的可靠运行，对ΔU_K的取值必须降低，大致可按前述限值乘以系数$\frac{U_N}{U_{max}}$。当然，这样得出的电枢直径会较大，但却是正常的。这可以从前述电机尺寸主要决定于其转矩的概念去解释，即内燃机车电动机在低速下的恒功要求，使之必需能够发挥较大的转矩，因而决定了它有较大的尺寸。

电枢的直径应尽可能采用标准直径，诸如240、280、327、368、423、493、560、620、650、680、740、850、990毫米等。但是，由于牵引电动机的安置空间受到极其严格地限制，尤其是在大容量的牵引电动机中选用标准直径存在困难，而往往不得不采用非标准直径。

选取了电枢直径之后，可根据允许的电枢圆周速度$v_{a\max}$求得电枢的最大转速为

$$n_{a\max}=\frac{60v_{a\max}}{\pi D_a} \quad (转/分) \qquad (10—11)$$

由于在机械方面电枢绕组受到正比于v_a^2的巨大离心力的限制，和在换向方面受到正比于v_a的电抗电势的限制，$v_{a\max}$的数值不能取得过大，目前以80米/秒为其限制值。一般则取：

当绕组采用槽楔固定时，$v_{a\max}=65\sim75$米/秒，较小直径的电机取较小的数值；

当绕组采用绑线固定时，$v_{a\max}=50$米/秒。

$n_{a\max}$求出之后，电机的额定转速则可由下式求出

$$n_{aN}=n_{a\max}\frac{V_N}{V_{\max}} \quad (转/分) \qquad (10—12)$$

式中 $V_{\max}$——机车最高速度，公里/时；

V_N——机车额定速度，公里/时。

由机车额定速度算出其动轮的额定转速为

$$n_{dN}=\frac{100V_N}{60\pi D_d}=5.3\frac{V_N}{D_d} \quad (转/分) \qquad (10—13)$$

式中 D_d——动轮直径，米。

由此，可求得传动比为

$$\mu=\frac{n_{aN}}{n_{dN}} \qquad (10—14)$$

这里所得的传动比μ，还应从它是否能够实现的角度加以校验。因为μ用齿轮的参数表示应为

$$\mu=\frac{D_z}{d_z}=\frac{mZ_1}{mZ_2}=\frac{Z_1}{Z_2} \qquad (10—15)$$

式中 D_z——大齿轮的节圆直径；

d_z——小齿轮的节圆直径；

Z_1——大齿轮的齿数；

Z_2——小齿轮的齿数；

m——齿轮的模数。

由于小齿轮受到所谓根切的限制，其齿数Z_2不能小于一定值。当机车动轮直径一定时，大齿轮的节圆直径也不能大于一定值。因此，μ是被限制在一定范围内的。下面将具体说明如何选取大小齿轮的参数。

图10—2绘出抱轴式悬挂的略图，它标明了传动装置的主要尺寸关系，其中

h_0——齿轮箱外底面至轨面的距离；

h_z——大齿轮节圆至轨面的距离；

b——齿轮箱壳的厚度；

Δ——大齿轮节圆至齿轮箱外底面的距离；

C——动轮轴与电机轴中心线间的距离，称为“中心距”。

齿轮箱外底面至轨面的距离h_0，是由机车车辆的限界尺寸所规定的，其数值如下：

干线内、电机车和地上电动车辆：$h_0 \geqslant 120$毫米；

电车：$h_0 \geqslant 110$毫米；

地下铁道电动车辆：$h_0 \geqslant 95$毫米；

工业用电力机车：$h_0 \geqslant 50 \sim 100$毫米；

矿山电力机车：$h_0 \geqslant 50$毫米。

大齿轮节圆至齿轮箱外底面的距离Δ则由齿轮模数和箱壳的厚度来决定。

可以依据电动机的额定转矩，应用图10—3来选择齿轮的模数。电机的额定转矩为

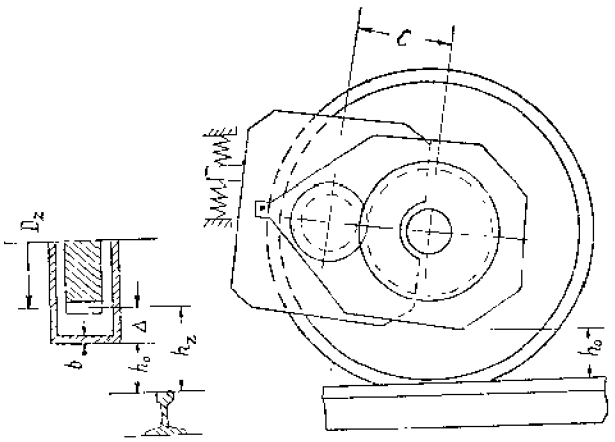


图10—2　抱轴式悬挂牵引电动机传动装置界限尺寸略图

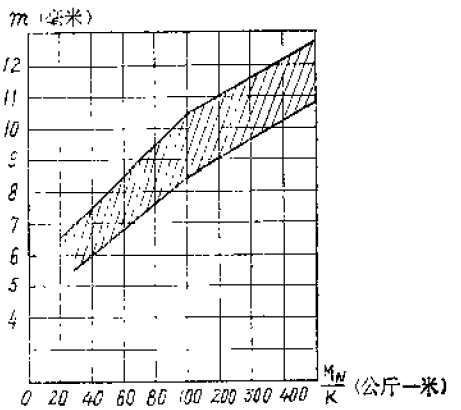


图10—3　传动齿轮的模数
单边传动$K=1$；双边传动$K=2$。

$$M_N = 975\frac{P_N}{n_{aN}} \quad （公斤·米） \qquad (10—16)$$

式中　P_N——额定功率，千瓦；

n_{aN}——额定转速，转/分。

图10—3中，K之值在单边传动时为1，双边传动时为2，模数m应选取为整数。

齿顶面与齿轮箱之间的间隙为7～8毫米，齿顶高正比于模数，一般取与模数m相等。在抱轴式悬挂中齿轮箱仅起防护作用（称防护式），因而箱壳厚度很小，通常为3～4毫米。在架承式悬挂时齿轮箱往往起支承作用（称支承式），此时其厚度为10～12毫米。在一定的模数下，Δ之值应不超出下表范围：

Δ 的数值范围表　　表10—1

电机用途	模数（毫米）	距离 Δ（毫米）	
		防护式齿轮箱	支承式齿轮箱
电车	7～8	17～21	24～28
地下铁道	8，9，10	18～22	25～30
电动车辆	9，10，11	19～23	26～31
电力及内燃机车	10，11，12，13	20～25	27～33

按上所述，在一定的动轮直径下，大齿轮的最大直径为

$$D_{Z\max}=D_d-2(h_3+\Delta)_{\min}=D_d-2h_{Z\min} \tag{10—17}$$

最大齿数则为

$$Z_{1\max}\leqslant\frac{D_{Z1\max}}{m}$$

由$Z_{1\max}$和传动比即可求出小齿轮齿数

$$Z_2=\frac{Z_{1\max}}{\mu}$$

当小齿轮材料采用优质合金钢时，其最小齿数不应少于下表数值：

小齿轮（优质合金钢）的最小齿数表　　表10—2

额定转矩（公斤·米）	小于100	100～150	150～200	200～250	250以上
最小齿数	13	15	16	17	18以上

大、小齿轮的齿数应尽可能互为质数。

另外，为了保证齿轮体有足够的强度，小齿轮直径d_Z与配合轴端锥体基部直径d_K之比值

$$\frac{d_Z}{d_K}=\alpha$$

不应小于一定数值。对抱轴式悬挂 $\alpha\geqslant1.5\sim1.7$；对架承式悬挂 $\alpha\geqslant1.6\sim1.8$。

d_K之值可由扭转应力τ及额定转矩M_N来决定，即

$$d_K=\sqrt[3]{\frac{5M_N}{\tau}} \tag{10—18}$$

电动机之转矩为

$$M_N=97500\frac{P_N}{n_{aN}}\qquad\text{（公斤·厘米）}$$

在双边传动时，功率应取一半，因为有两个工作轴端。

将M_N之值代入式（10—18），即得

$$d_K=\frac{1}{100}\sqrt[3]{\frac{5\times97500P_N}{n_{aN}\tau}}\approx\sqrt[3]{\frac{0.5P_N}{n_{aN}\tau}}\qquad\text{（米）}$$

将此代入下式

$$n_{aN}=\frac{D_d-2h_Z}{d_Z}n_{dN}=\frac{5.3V_N}{\alpha d_K}\left(\frac{D_d-2h_Z}{D_d}\right)$$

$$=\frac{5.3V_N}{\alpha\sqrt[3]{\frac{0.5P_N}{n_{aN}\tau}}}\left(\frac{D_d-2h_Z}{D_d}\right)$$

由此可解出n_{aN}，为

$$n_{aN}=\left\{\frac{5.3V_N(D_d-2h_Z)}{\alpha D_d\sqrt[3]{\frac{0.5P_N}{\tau}}}\right\}^{\frac{6}{2}}$$

而传动比为

$$\mu=\frac{n_{aN}}{n_{dN}}$$

于是在简化后可得

$$\mu=\sqrt{\frac{10.6V_N\tau}{\alpha^3P_N}}\cdot\sqrt{\frac{(D_d-2h_Z)^3}{D_d}}=\xi_0\sqrt{\frac{(D_d-2h_Z)^3}{D_d}} \qquad (10\text{—}19)$$

式中 $\xi_0=\sqrt{\frac{10.6V_N\tau}{\alpha^3P_N}}$

将最小的 α 值及最大容许的扭转应力代入此式，即得出被轴的强度所限制的最大可能的传动比。

将式（10—19）化成略为不同的形式

$$\mu=\sqrt{\frac{10.6\tau}{\alpha^3}}\cdot\sqrt{\frac{V_vD_Z^3}{P_ND_d}}=\xi\sqrt{\frac{V_ND_Z^3}{P_ND_d}} \qquad (10\text{—}20)$$

系数 ξ 之值为：

（1）电车电动机，当 $\alpha=1.5$ 及 $\tau=100$ 公斤/厘米^2 时

$$\xi_1\leqslant\sqrt{\frac{10.6\times100}{1.5^3}}=17.75$$

（2）用单边传动的电力机车电动机，当 $\alpha=1.6$ 及 $\tau=100$ 公斤/厘米^2 时

$$\xi_2\leqslant\sqrt{\frac{10.6\times100}{1.6^3}}=16.1$$

（3）用双边传动的电力机车电动机，当 $\alpha=1.6$ 及 $\tau=80$ 公斤/厘米^2 时

$$\xi_3\leqslant\sqrt{\frac{10.6\times80}{1.6^3}}=14.4$$

（4）用架承式悬挂的电动机，当 $\alpha=1.4$ 及 $\tau=150$ 公斤/厘米^2，并考虑减速器之小齿轮是与其轴做成一体时

$$\xi_4\leqslant\sqrt{\frac{10.6\times150}{1.4^3}}=24$$

从式（10—19）所得之传动比是最大可能的数值，还应检验是否使齿轮有整数的齿，如果不为整数，就应减小传动比使齿数化整。

综上所述，μ 值的确定是要由几个方面进行选择和校验的，它应符合各方面的要求，因此，是一项细致的工作。

在选出合适的传动比和确定了大小齿轮的齿数之后，即可算出中心距为

$$C=m\left(\frac{Z_1+Z_2}{2}+\lambda\right) \qquad (10\text{—}21)$$

式中 λ——采用变位（修正）齿轮后中心距的增大系数，机车中通常取 $\lambda=0.5$。中心距 C 限制了电机机座的径向尺寸 H，从而也限制了电枢的直径 D_a。因此，对前面所选的 D_a 应进一步按空间尺寸作一次校验，即检查在所选直径下，电机能否在轮轴间安放得下。图10—4示出抱轴式悬挂时 D_a、C 及机壳外径 H 的关系，即

$$H=2\left[C-\left(\frac{d_0}{2}+\delta_c\right)+b_c\right] \quad (\text{毫米}) \qquad (10\text{—}22)$$

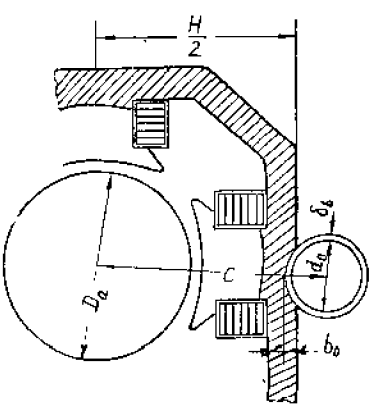


图10—4 抱轴悬挂时 D_a、C 及 H 的关系

式中 d_0——机车动轮轴直径，毫米；

δ_t——电动机抱轴轴承之厚度，毫米；

b_0——抱轴轴承和轮轴陷入电机机座的深度，毫米。

通常$\delta_t \approx 16$毫米；$d_0 \approx 15 \sim 25$毫米，因而在一定的中心距下，电动机机座外径的最大值可按式（10—22）算出。根据已制成的电动机的实际关系，最大可能的电枢直径大致是：

抱轴式悬挂，主极按水平—垂直布置的四极电动机，

$$D_a \leqslant \frac{H}{1.5} \approx \frac{1}{1.5} \times 2\left(C - \frac{d_0}{2}\right) = 1.33\left(C - \frac{d_0}{2}\right)$$

抱轴式悬挂，主极按对角线布置的电动机

$$D_a \leqslant \frac{H}{1.6} \approx 1.25\left(C - \frac{d_0}{2}\right)$$

抱轴式悬挂的六极电动机

$$D_a \leqslant \frac{H}{1.45} \approx 1.38\left(C - \frac{d_0}{2}\right)$$

架承式悬挂，用万向联轴节传动，机座为圆形的电动机

$$D_a \leqslant 1.0\left(C - \frac{d_0}{2}\right)$$

架承式悬挂，用空心轴传动的电动机

$$D_a \leqslant 1.29\left(C - \frac{d_0}{2} - \delta_t\right)$$

其中δ_t为空心轴与动轮轴之间的空隙，此值不得小于35毫米。

虽然照例说，应尽可能选取较小的电枢直径，但应注意：电枢直径越小，则其长度会越长，这一方面应检验它能否为轨距所决定的轴向限界所允许，另一方面从换向的角度考虑并不希望增加电枢长度。

在1435毫米的标准轨距下，从电机轴向限界考虑，l_a的限制值为：

对抱轴式悬挂的电动机：

单边传动时 $l_a \leqslant 440$毫米；

双边传动时 $l_a \leqslant 425$毫米；

对架承式悬挂的电动机：$l_a \leqslant 340 \sim 400$毫米。

然而对现代的牵引电动机来说，出于对改善换向的考虑，电枢长度有的已减小到300～280毫米。

最后，应着重指出，电机主要尺寸的选择不是由一方面的因素所决定，而是由多方面的因素来决定的。电动机所有尺寸参数的相互关联实际上使我们不能孤立地处理这些不同的参数。一个良好的设计并不在于为了生产一个重量最轻的电机而采用各个技术工艺中的极限值，而在于如何使这些参数得到最好的协调。因此，在设计时应多取几个方案，结合具体条件进行综合分析比较，从而选出最优越合理的方案。

§10—5 电枢有效层的计算

电枢有效层计算的任务是：在选好的电枢基本尺寸下，按照发热和换向条件，合理确定电枢的电负荷，拟定绕组参数和电枢齿槽的形状，最后得出电枢表面层的全部结构参数。具

体计算如下：

一、电动机的额定电流

电动机的额定电流由下式决定：

$$I_N=\frac{P_N\times 10^3}{U_N\eta_N}\ (\text{安}) \qquad (10—23)$$

式中 P_N——电动机的额定功率，千瓦；

U_N——电动机的额定电压，伏；

η_N——电动机在额定状态下的效率.

可按图10—5大致选取。

应当说明，对于电力机车牵引电动机，P_N和I_N系指小时功率和小时电流；对于内燃机车牵引电动机，P_N、U_N和I_N均用相应于低电压下的持续定额。

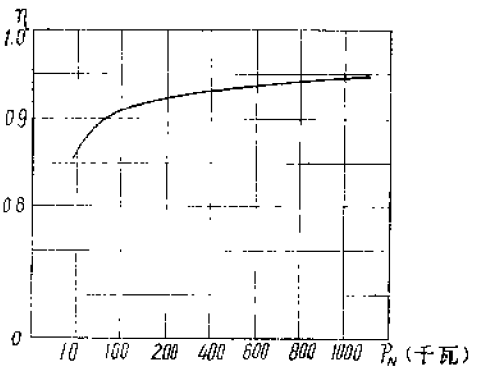


图10—5 直流电机的效率

二、极弧系数和空气隙磁通密度的选择

从基本公式（10—3）可以看出，当极弧系数α和气隙磁密B_δ之值较大时，则在同一尺寸下电机会有较大的转矩和功率。但是，α和B_δ被限制在一定的范围内，这是因为：

在选择α时应考虑到，α的加大会使电枢反应及主极、换向极间漏磁加大，造成换向条件的恶化，并使换向极安装空间减小。对于电压较高的电机为减小产生环火的可能性，应采用较小的极弧系数。

通常牵引电动机的极弧系数可按图10—6选取，它随着电枢直径的增大可用较大的数值。这是因为电机容量增大时，由换向条件所决定的换向极极弧宽度增加得很少，采用较大的α仍能保证主极和换向极间有一定的距离，使漏磁不致太大。

选择B_δ时应考虑到，在大的电枢直径及低的磁化交变频率$\left(f=\frac{pn}{60}\right)$时可选得较高。但它最终应以不引起铁芯特别是齿的过于饱和为原则，亦即应使电枢齿的磁通密度$B_{z\frac{1}{3}}$不超过一定值。否则，将引起铁耗和激磁绕组铜重的增加。

B_δ的大小可按图10—7所给之数值为参考，并进一步由后述之齿磁通密度来确定。

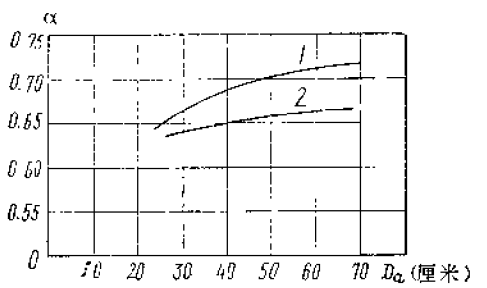


图10—6 极弧系数的数值

1——$U_N<1500$伏；2——$U_N=1500$伏。

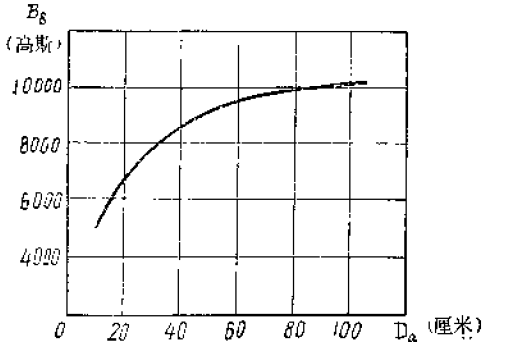


图10—7 气隙磁密与电枢直径的关系

三、电枢绕组型式、槽数及导体数的选择

在前面确定电枢直径时已大致考虑了绕组的型式。由于单波绕组可以不用均压线，故在小容量的牵引电动机中，都毫无例外地采用单波绕组。但当电动机容量较大或电枢电流超过400安培时，再采用单波绕组，支路电流会过大，使绕组制造困难。同时，采用单波绕组时，又会因换向片数太少而使平均片间电压过高，故干线内燃、电力机车的牵引电动机大都采用单迭绕组。

槽数Z的选择应考虑到，槽数较少时槽的空间利用率较好，因为此时电枢有效层中绝缘所占的地位较少。同时槽数少时，绕组线圈数亦少，制造成本较低。但是槽数愈少，则绕组与铁芯之接触面积愈小，对散热不利，会降低电机的持续功率。另外，槽数太少时，磁通脉振幅度较大，附加损耗增加，且往往会因槽数太少带来的空气与磁的振荡导致电机出现大的运转噪音。

槽数较多时，换向区宽度较小，从而主极极弧可以选得较宽，且在同样的换向片数下，短路线圈中的电抗电势将比较均匀，有利于换向。但槽数多时，槽空间利用率较低，制造成本较高。

一般说来，合适的槽数随电机直径的不同而有不同的数值，大致范围如图10—8所示。

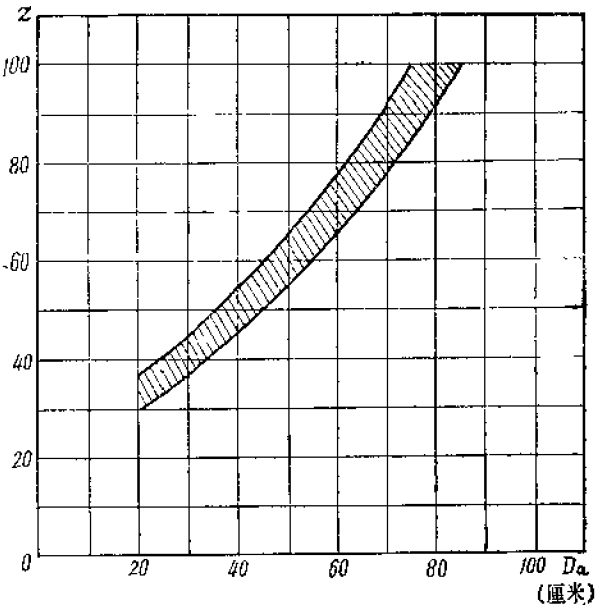


图10—8　电枢槽数与直径的关系

在具体确定槽数与导体数时，应符合对称条件并检验其它有关参数：

1．对于迭绕组，槽数应选能为p除尽，而为$2p$除不尽的整数。对于波绕组，为使节距y_1及y_2彼此接近，以便有较短的端接及较窄的换向区，则槽数最好能适合下式，即

$$Z = pb + 1$$

式中　b——任意整数。

另外，应尽可能使每极极弧下的槽数

$$Z_a = \frac{\alpha Z}{2p}$$

等于整数，以消除磁通的纵向振荡。

2．每槽导体数N_z应取偶数，总导体数应按线负载和节距要求进行核算，

总导体数为

$$N = ZN_z$$

式中　N_z——为6、8、10、12等偶数。

校核线负载

$$A = \frac{NI_N}{2a\pi D_a} \quad \text{(安/厘米)} \qquad (10—24)$$

应使之与前面所选用之数值相近。

导体数确定之后即可得出换向片数

$$K=\frac{N}{2w_S} \tag{10—25}$$

式中 w_S——电枢绕组元件之匝数。

在牵引电动机中，w_S一般取为1，于是

$$K=\frac{N}{2}$$

每槽换向片数或虚槽数为

$$u_s=\frac{N_z}{2}$$

在波绕组中，应使换向器节距y_K等于整数，即

$$y_K=\frac{K-1}{p}=\frac{u_sZ-1}{p}=\text{整数} \tag{10—26}$$

由上式可以推知，在四极电机中，仅当u_s为奇数时，y_K才是整数。因此u_s宜取3、5、7等奇数，亦即每槽导体数仅应取为6、10、14等。但是经过参数的选择比较，有时不得不取每槽导体数为8或12，这时就出现了所谓死元件，或称假元件。在这种情况下，换向片数取$\left(\frac{N}{2}-1\right)$片，仍为奇数。当波绕组元件联成一个闭合回路后仅用了$\left(\frac{N}{2}-1\right)$个元件，从而多出一个元件来。为了使电枢重量维持平衡，该元件仍放在槽内，但切去其前端不与换向器联结。一般要求电机中不应有一个以上的假元件。

3. 按换向片间平均电压进行核算

由选定之K算出换向片间平均电压为

$$\Delta U_K=\frac{2pU_N}{K}\quad\text{(伏)} \tag{10—27}$$

其值一般应不超过前面所给范围。

4. 核算换向片距β_K及换向器圆周速度

按照制造经验，换向器直径与电枢直径的大致比例关系为

$$D_K=0.85D_a。$$

从换向片的机械强度考虑，要求其工作表面的厚度不应小于3毫米。当片间绝缘采用0.8～1.0毫米厚的云母板时，则换向片距之最小值β_{min}应大于3.8～4.0毫米。按此校核所选的N或K值，即应满足

$$\beta_K=\frac{\pi D_K}{K}\geqslant 3.8\sim4.0\quad\text{(毫米)} \tag{10—28}$$

在满足以上条件的同时，还应校核换向器的最高圆周速度v_{Kmax}。由于换向器及压圈所受到的机械应力的限制，以及在高速和热状态下，换向器不应变形并保证电刷与换向器的良好接触，对v_{Kmax}应有一定的限制，当前，以70米/秒为换向器最高圆周速度的极限值，对于不同直径的换向器，按以下数值加以限制是适当的：

45米/秒——对直径为300毫米的换向器；

55米/秒——对直径为650毫米的换向器；

60米/秒——对直径为800毫米的换向器。

如果按式

$$v_{K\max}=\frac{\pi D_K}{60}n_{a\max}$$

算出之最高圆周速度超出了以上限制值，则应对D_K或N等作适当调整。

5. 核算每槽电流容量

电枢绕组支路电流为

$$i_a=\frac{I_N}{2a}\qquad(安)$$

根据经验，每槽电流容量应满足

$$N_z i_a\leqslant 1700\sim1800安。\qquad(10—29)$$

四、电枢导体截面及槽形的选择

电枢导体的截面q_a是根据电枢绕组发热情况所许可的电流密度j_a来决定的。电流密度的大小又与所谓发热因数$[A\cdot j_a]$有关。乘积$[A\cdot j_a]$所代表的物理意义可从下面的推导看出。

设电枢绕组的铜耗与电枢的归算表面积之比为k_f，则

$$k_f=\frac{I_N^2R_a}{\pi D_a l_{av}}\qquad(10—30)$$

而

$$R_a=\rho\frac{Nl_{av}}{q_a(2a)^2}\qquad(10—31)$$

式中：R_a——电枢绕组的电阻，欧；

l_{av}——电枢绕组半匝的平均展开长度，米；

ρ——绕组铜的电阻系数，在25°C时为$\frac{1}{56}$；100°C时为$\frac{1}{44}$；120°C时为$\frac{1}{41}$；150°C时为$\frac{1}{37.8}$，欧·毫米²/米。

所以

$$k_f=\frac{I_N^2R_a}{\pi D_a l_{av}}=\frac{(2ai_a)^2\rho Nl_{av}}{\pi D_a l_{av}q_a(2a)^2}=\rho\frac{Ni_a}{\pi D_a}\cdot\frac{i_a}{q_a}$$

令

$$\frac{i_a}{q_a}=j_a(安/毫米^2)为电枢导体的电流密度，则$$

$$k_f=\frac{I_N^2R_a}{\pi D_a l_{av}}=\rho A\cdot j_a\qquad(10—32)$$

由此可见，乘积$A\cdot j_a$表征着电枢绕组单位归算表面上的电损耗，通常即称之为发热因数，其数值规定与电机的通风方式和所用绝缘材料有关，大致范围如下：

$[A\cdot j_a]\leqslant1400\sim1500$——A级绝缘自通风；

$[A\cdot j_a]\leqslant1700\sim2000$——B级绝缘自通风；

$[A\cdot j_a]\leqslant2100\sim2500$——B级绝缘独立通风；

$[A\cdot j_a]\leqslant2800\sim4000$——F级绝缘独立通风。

对于H级绝缘的电机，发热因数有的用到4500左右，一般可取F级的上限数值，不宜过高。

电枢导体的电流密度应为

$$j_a\leqslant\frac{[A\cdot j_a]}{A}\qquad(安/毫米^2)\qquad(10—33)$$

而导体截面

$$q_a \geqslant \frac{i_a}{j_a} \text{毫米}^2 \qquad (10-34)$$

由此式得出导体截面后，可按国家标准选定绕组所用铜线的规格。我国扁铜线之标准尺寸见附表1。

在选择导体截面时，应注意到导体截面的形状会影响到槽的填充系数K_S，即

$$K_S = \frac{\Sigma q_a}{q_S}, \qquad (10-35)$$

式中 K_S——槽的填充系数；

Σq_a——槽内所有导体的截面积，毫米^2；

q_S——槽的截面积，毫米^2。

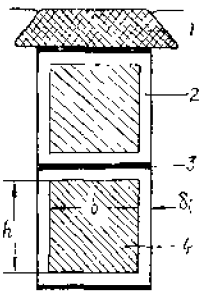


图10—9 槽填充示意图

1——槽楔；2——导体绝缘和槽绝缘；3——绝缘衬垫；4——导体。

较高的填充系数表明槽的空间得到较好地利用。可以证明，当槽内每层导体的横截面接近于正方形时，填充系数较高。如图10—9表示一个简单的电枢槽子，略去槽楔和衬垫，可以近似得出槽的填充系数为

$$K_S = \frac{2b \times h}{2(b+2\delta_1)(h+2\delta_1)} = \frac{q_a}{\left(\frac{q_a}{h}+2\delta_1\right)\left(h+2\delta_1\right)}$$

式中 b——导体的宽度，毫米；

h——导体的高度，毫米；

δ_1——导体绝缘和槽绝缘每边的厚度，毫米；

q_a——导体的截面积（毫米^2），在一定的i_a下，其值不变。

取上式的一次导数并令等于零，即$\frac{dK_S}{dh}=0$时，我们得到$h=b$时，$K_S=K_{S\max}$，即导体截面为方形时，槽的填充系数最大。

应当指出，导体截面的选择绝非仅以K_S的大小为其依据，它仅仅是要考虑的一个方面。因为，按此所得出的槽形从磁参数方面考虑不一定是有利的。

牵引电动机所用的槽形主要为图10—10所示两种，即通常所说的直槽和阶梯槽。阶梯槽对于材料的利用有较好的经济效果，并使换向元件的电抗电势大大减小，但该槽形使制造工艺趋于复杂。

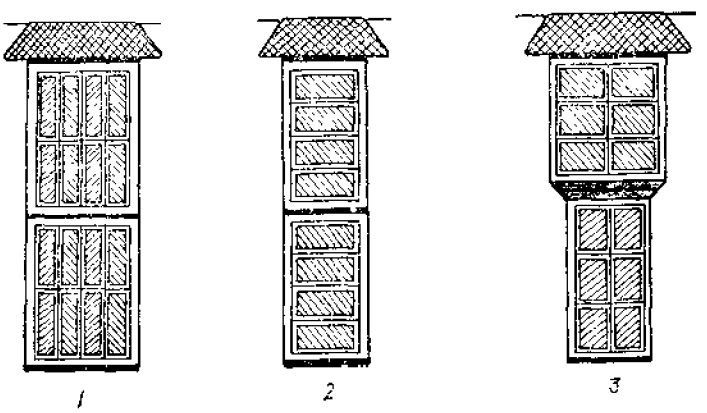


图10—10 牵引电动机导体在槽内的布置

1——直槽，导体在高度上分层；2——直槽，导体平放；3——阶梯槽，导体在后端扭曲。

附带说明，导体和槽形的选择与导体在槽内的布置方式有关。图10—10示出牵引电功机通常采用的三种布置方式。从减少电枢绕组附加铜耗的角度来看，第二种即导体扁平放置的方式最为有利，但这种布置由于槽内各元件的电抗电势差别较大，常使换向不均匀。为避免此不利情况又能减少附加损耗，采用第一种将导体沿高度分段的布置，或采用第三种布置，将导体在端部扭曲。

按照经验，选择导体尺寸时，可使槽高与槽宽之比在以下范围内，即

$$\frac{h_S}{b_S}=3\sim4.5$$

具体选择时，可取不同方案进行分析比较。

五、电枢绕组的绝缘

电枢导体对槽铁的绝缘总厚度与电机的端电压有关，电机的电压越高，其绝缘相应要求越厚。按照我国标准JB—1093—67规定，牵引电机在热状态下应承受频率为50赫，波形为实际正弦波的标准试验电压，历时1分钟。标准试验电压的数值规定如下：

对于电力机车车辆的牵引电动机为：

1. 在额定工作情况下对地电压不超过600伏，或是由机车车辆自备电源供电的牵引电动机为$2U+1000$伏（最小1500伏）。

2. 在额定工作情况下对地电压超过600伏的牵引电动机为$2.25U+2000$伏。

上述U值等于：

（1）直接由接触网供电的电机为接触网额定电压。

（2）车上自备电源供电的电机，为自备电源的最高电压。

（3）通过车上变压器——整流器组供电的脉流电动机，为电动机额定电压。

（4）若电机的励磁绕组为它激或并激，且并激绕组一端接地时，则为该绕组的端电压。

对热电机车牵引电动机和牵引发电机标准试验电压为：$2U+1000$伏，但至少为1500伏。其中U是相应于牵引发电机“高电压连续定额”的额定电压。

电枢绕组槽绝缘厚度可参照表10—3大致选取。

电枢绕组槽绝缘厚度表　　表10—3

电机额定电压（伏）	B级绝缘材料		F及H级绝缘材料	
	材料名称及规格	半迭绕层数	材料名称及规格	半迭绕层数
150以下	云母带0.13毫米厚	1	硅有机漆玻璃云母带0.13毫米厚	1
150～400	云母带0.1毫米厚	2	硅有机漆玻璃云母带0.1毫米厚	2
400～700		3		3
700～1200	云母带0.13毫米厚	3	硅有机漆玻璃云母带0.13毫米厚	3
1200～2000		4		4
2000～3000		6		6

近年来发展了多种新型绝缘材料，其耐热性能、机械强度及电强度都有很大提高，当应用这些新型绝缘材料时，总绝缘厚度可以适当减小。譬如在应用聚酰亚胺薄膜材料时，可较云母绝缘的厚度减薄40～50%。

关于牵引电机绝缘的发展趋向，在设计电机时是应当给予密切注意的。在过去的二十年中，牵引电动机的绝缘已由B级发展到F级，最后发展到H级。实际上，当温升超过H级的限值时，由于铜的电阻增加极快，功率的增加几乎是不可能的。尽管如此，耐高温绝缘材料对于维持电动机短时间的严重过载却是有用的。

另外又注意到，过去为了保证足够的介电强度而采用了较厚的绝缘，结果却走向了反面，它使绝缘结构的脆性增加，同时使电枢槽内铜和铁的热交换受到阻碍。因此，从改进散热的观点来看，发展途径有以下两个：

1. 减少槽内铜与铁间的绝缘厚度。这方面的措施大致是：

（1）绝缘带主要是云母带由于制造上采用了新工艺，使其厚度减薄且均匀性好，电强度提高。如新型的玻璃粉云母带比老的片云母带厚度可降低大约30%，而电强度提高1.8倍左右。

（2）耐高温薄膜材料和预先绝缘导线的采用

如芳香聚酰胺、聚酰亚胺树脂薄膜或纤维皆属耐高温材料，分别有F级和H级水平。作为薄膜应用可比玻璃云母绝缘厚度减少40%，且有高的机械耐磨性能。

另外，导体预先用聚酰亚胺—聚四氟乙烯薄膜绝缘的方法正在被采用。这种预先绝缘的导线在相同的电强度下，厚度可以减小且有高的机械强度，并使电枢线圈易于成型。还有聚酰亚胺漆包线也在试验应用。

（3）耐热浸渍漆的改进

硅有机漆有良好的耐热性（H级），但其缺点是粘结性能很差，吸湿性高且不耐污损。为此，对浸渍用漆正在作进一步的改进。另如聚二苯醚和聚酰亚胺浸渍漆等我国业已生产，但尚未广泛应用。

我国制造的牵引电动机业已应用聚酰亚胺薄膜及耐高温浸渍漆等新绝缘材料。

2. 采用具有高导热系数的绝缘材料

导热系数C以瓦/厘米·度表示，云母纸的导热系数大致是1.0×10^{-3}，而三聚氰胺酚醛玻璃却高至3×10^{-3}，即后者为前者的三倍。空气的导热系数比所用的绝缘物都低，仅仅是$0.25\sim0.5\times10^{-3}$。当绝缘层间的空气隙被排除时，绝缘的导热性能即得到改善，因此浸渍能使导热系数显著提高。

但对于H级绝缘材料来说，由于硅有机漆的粘结性能太差，即使浸渍后仍不能使绝缘与导体密贴，且经使用一段时间之后，导体与绝缘之间以及绝缘本身层间会出现更大的气隙，使导热性能严重变坏，从而影响着它的使用。

某些国家的经验表明，用环氧树脂（环氧衍生物）制造的F级绝缘材料较之以前用聚氨脂漆制成者要均匀且不含气泡，因而提供了良好的导热性。

用无溶剂环氧树脂浸透由云母纸和多孔性材料（如玻璃布、石棉等）做成的线圈，能形成牢固的实体，聚酰亚胺薄膜与环氧树脂亦有很好的结合能力。以F级无溶剂环氧树脂用真空加压的办法浸渍电枢，使之充满电枢的所有空隙，以及磁极线圈先经无溶剂环氧树脂压力浸渍，然后放在极身上再行浇注环氧树脂，使之与铁芯一体化，这些都显著改善了散热。

有的经验认为，可用“环氧”绝缘取代H级绝缘而不改变电机的定额，因为环氧绝缘的良好导热性比其它类型的绝缘能使温升大约减低20%。

然而如何改进H级绝缘，使之兼有环氧树脂和硅绝缘漆二者的优点仍是绝缘改进的一个方向。据称，有的国家已制成H级无溶剂环氧树脂，但价格较贵，尚未推广。

六、电枢齿和槽的几何尺寸

在确定了导体的布置方式之后，槽子的尺寸即可按照导体尺寸、绝缘用量和槽楔厚度算出。而考虑到线圈尺寸的正公差和硅钢片冲剪迭压的不齐，在槽宽方向应按计算尺寸增加一间隙裕量，一般取0.2～0.3毫米，在高度方向由于线圈有一定的可压缩量，故通常可以考虑较小的间隙裕量约0.1～0.2毫米。

槽楔的厚度应按机械强度进行校核，一般其厚度不能小于3毫米，但也不应大于槽宽。

齿的几何尺寸则可相应算出：

1. 沿电枢表面的齿距t_1及齿宽b_{z1}为

$$t_1=\frac{\pi D_a}{Z} \tag{10—36}$$

式中 Z——电枢的槽数。

$$b_{z1}=t_1-b_s \tag{10—37}$$

式中 b_s——电枢槽宽。

2. 沿槽底的齿距t_2及齿宽b_{z2}为

$$t_2=\frac{\pi(D_a-2h_z)}{Z} \tag{10—38}$$

$$b_{z2}=t_2-b_s \tag{10—39}$$

3. 在槽高$\frac{1}{3}$处的齿距$t_{\frac{1}{3}}$及齿宽$b_{z\frac{1}{3}}$为

$$t_{\frac{1}{3}}=\frac{\pi(D_a-1.33h_z)}{Z} \tag{10—40}$$

$$b_{z\frac{1}{3}}=t_{\frac{1}{3}}-b_s \tag{10—41}$$

在以后的计算中，取$b_{z\frac{1}{3}}$作为齿宽的计算值，见图10—11。

七、电枢长度l_a的确定

在额定情况下，电枢电动势E的数值约为0.92～0.95U_N，故进入电枢的有效磁通量为

$$\Phi_N=\frac{E}{\frac{pn}{60a}N}\times 10^8=\frac{(0.92\sim 0.95)U_N}{\frac{p}{a}\frac{n}{60}N}\times 10^8 \quad (\text{马}) \tag{10—42}$$

所以

$$l_a=\frac{\Phi_N}{\frac{Z}{2p}\alpha B_{z\frac{1}{3}}b_{z\frac{1}{3}}k_c} \quad (\text{厘米}) \tag{10—43}$$

式中 k_c——电枢硅钢片的叠压系数，一般取为0.94；

$B_{z\frac{1}{3}}$——齿计算宽度处的磁通密度。其数值可按图10—12选取，图中f为电枢的旋转频率，$f=\frac{pn}{60}$。

相应的气隙磁通密度为

$$B_\delta=\frac{\Phi_N}{\alpha\tau l_a} \quad (\text{高斯}) \tag{10—44}$$

B_δ之值应在8000～10500高斯范围内，以不超过11000高斯为宜。

八、电枢绕组的参数

(一) 电枢绕组节距的确定

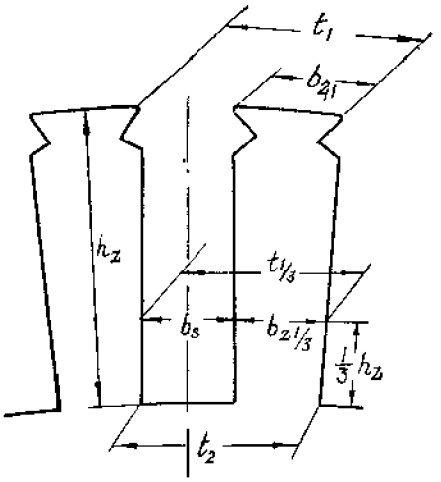


图10—11 齿、槽计算尺寸图

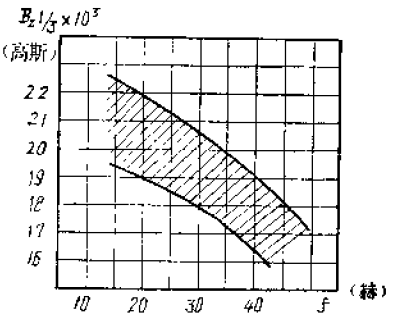


图10—12 电枢齿中的磁通密度

1. 沿换向器的总距y_K

对于单波绕组

$$y_K=\frac{K-1}{p}=\text{整数} \tag{10—45}$$

对于单迭绕组

$$y_K=1 \tag{10—46}$$

2. 第一节距（后距）

以槽数表示时

$$y_{1z}=\frac{Z}{2p}-\varepsilon_z \tag{10—47}$$

ε_z为绕组短距的槽数，对叠绕组取$\varepsilon_z=\frac{1}{2}$，即短距半槽。对波绕组则为小于1的分数。

在同槽式（模式）绕组中y_{1z}恒为整数，若以换向片数计算时

$$y_{1K}=y_{1z}u_z \tag{10—48}$$

若为异槽式（梯形）绕组，则后距不为整槽数，此时

$$y_{1K}=y_{1z}u_z\pm\varepsilon_K \tag{10—49}$$

式中：y_{1z}仍取整数而ε_K为1～2片。

3. 第二节距（前距）

对于波绕组

$$y_2=y_K-y_1 \tag{10—50}$$

对于迭绕组

$$y_2=y_1-y_K \tag{10—51}$$

（二）均压线的节距及导体截面

在迭绕组中都采用均压线，一般每槽用一根，其截面可取为电枢绕组导体截面的20～30%，而其厚度与电枢导体相同。

均压线的节距也用换向片数表示，即

$$y_p=\frac{K}{p} \tag{10—52}$$

（三）电枢绕组的长度、电阻及重量计算

电枢绕组半匝（一根导体）长度的较准确值应根据结构计算确定的端接长度算出。而较近似的数值可用下式计算

$$l_N = l_a + 2X + 1.2\tau \qquad \text{（厘米）}$$

其中 τ——极距，厘米；

X——绕组线圈伸出槽外的直线部分，如图10—13所示，其数值与电机对地电压有关，如表10—4所示。

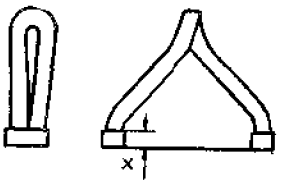


图10—13 绕组端接示意图

绕组线圈槽外直线部分尺寸与对地电压的关系 表10—4

对地电压（伏）	800以下	800～1500	1500～2000	2000～3300
直线部分X（毫米）	8～12.5	15～20	20～25	25～30

电枢导体之总长为

$$\Sigma l_N = N l_N 10^{-2} \qquad \text{（米）} \qquad (10\text{—}53)$$

电枢绕组铜重为

$$G_N = 8.9 q_a \Sigma l_N \times 10^{-3} \qquad \text{（公斤）} \qquad (10\text{—}54)$$

式中 8.9——铜的比重，即$\gamma = 8.9$克/厘米^3。

电枢绕组的电阻为

$$R_a = \frac{\Sigma l_N (1 + 0.004\theta)}{57 (2a)^2 q_a} \qquad \text{（欧）} \qquad (10\text{—}55)$$

式中 q_a——电枢导体截面，毫米^2；

$\frac{1}{57}$——绕组铜在20°C时的电阻系数；

$\theta = (t - 20)$，即绕组参考温度与20°C的差值；

t——绕组的参考温度。

对于不同等级的绝缘，规定有不同的参考温度t，A、E级绝缘为75°C；B、F和H级绝缘为110°C。

注：国际电工委员会推荐标准“铁路和公路用旋转电机规则”（1971年版）中，已将上述参考温度改为，对所有级别的绝缘均用115°C。

§10—6 磁路计算

磁路计算的基本任务在于拟定磁路尺寸，进而确定在电机气隙中产生一定的磁通所必需的磁势，而该磁通则在电枢绕组中产生给定的电势。

在前一节中已选择了气隙磁密和电枢齿的计算磁密，并初步确定了每极磁通量。本节将根据电动机的有关性能要求，确定气隙大小、极靴形状，并选取磁路各段的磁负荷进行具体的磁路计算。从而确定主极绕组的匝数及极芯有关尺寸。

电机的饱和系数和稳定系数对电动机牵引性能的影响在第六章中已作了分析，本节将说明它们的计算方法及影响因素。

关于磁路计算的有关基本原理及方法，在一般电机原理中均有介绍，这里不再重复。

当前我国生产的牵引电动机，广泛采用牌号为D_{21}或D_{22}的硅钢片（厚0.5毫米）作枢芯

材料，至于损耗更低的硅钢片，较少采用。主极是用厚度为1.0～1.5毫米的钢板叠成，机座则多用25号铸钢。它们的磁化特性分别列于附表 2 、 3 、 4 中。

一、磁势及磁路截面的计算

（一）齿磁势 F_z

$$F_z = h_z H_{z\frac{1}{3}} \qquad \text{（安匝）} \qquad (10—56)$$

式中 h_z——齿高，厘米；

$H_{z\frac{1}{3}}$——齿的计算磁场强度，根据齿形系数 K_z 和计算磁通密度 $B_{z\frac{1}{3}}$ 的大小由附表 2 查取，齿形系数 K_z 的计算式为

$$K_{z\frac{1}{3}} = \frac{t_{\frac{1}{3}}}{k_{ca} b_{z\frac{1}{3}}} - 1$$

其中 k_{ca}——电枢铁芯叠压系数，一般取为0.94。

（二）电枢轭部磁势 F_a

电枢轭部的磁通密度 B_a 可按图 10—14选取，要求电机有较小的定值损耗时取较小的磁通密度，反之，取较大的数值，B_a的范围大致在1000～14000高斯之间。

在已知的电枢长度 l_a 下，电枢轭的高度将等于

$$h'_a = \frac{\Phi_N}{2 l_a B_a k_{ca}} \qquad (10—57)$$

电枢轭的通风孔排数 m 和通风孔直径 d_v 可按下式求取，即

$$m d_v = \frac{D_a - D_1 - 2h_z - 2h'_a}{1.33} \qquad (10—58)$$

式中 D ——电枢轭的内直径，毫米。

如果电枢铁芯直接套在轴上时，D_1 即为轴的直 径 d_a，此时应根据轴的强度来选取，大致尺寸可由图10—15查取。

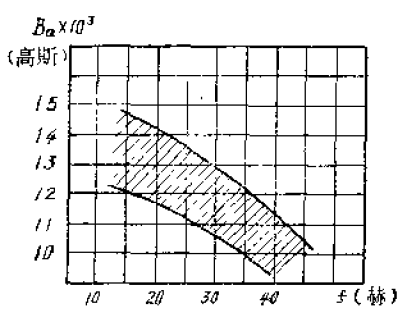


图10—14 电枢轭部的磁通密度

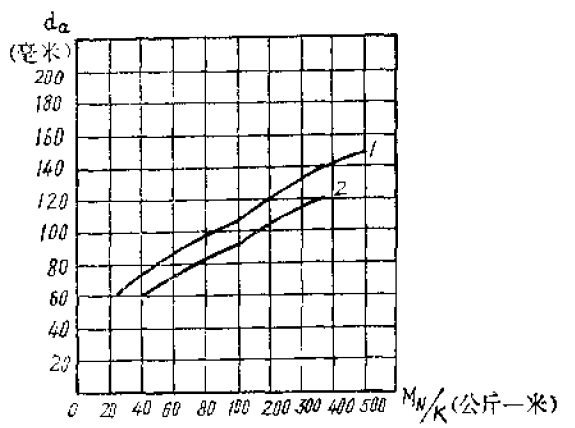


图10—15 铁芯部分的轴径

1 ——抱轴式悬挂；2 ——架承式悬挂（K——传动边数）。

当电枢直径超过450～500毫米时，一般都采用电枢套管，这时，电枢硅钢片压装在套管上。电枢套管的厚度一般取为15～25毫米，D_1应尽量选用标准直径。

通风孔的排数通常取 1 ～ 3 排，通风孔直径则为15～30毫米，其直径越小则通风效果越差，但直径过大又会影响磁路。每排通风孔的数目应使两相邻通风孔的中心距离不小 于 $2d_v$ 为宜。

电枢轭的磁路长度为

$$L_a=\frac{\pi(D_1+h_a)}{4p} \tag{10—59}$$

式中 $h_a=\frac{D_a-D_1-2h_z}{2}$。

由所选取的B_a可按附表2查出H_a，从而算出电枢轭的磁势

$$F_a=H_aL_a \qquad \text{(安匝)} \tag{10—60}$$

（三）空气隙磁势F_δ

空气隙的大小对电机的性能和经济指标有着很大的影响，因而它是电机设计的一个极为重要的参数。在设计时应从技术和经济的观点加以分析比较，确定其最适宜的数值和形状。

对于无补偿绕组的电机，δ的大小一般按照在最困难的情况下，电枢反应在极靴下所引起磁场畸变的允许程度来选取。对牵引电动机，初步可按下式求取，即

$$\delta\geqslant(0.4\sim0.5)\frac{A\alpha\tau}{B_\delta} \tag{10—61}$$

上式实际上是在这样的条件下导出的，即相应于电动机最大功率（一般取为额定功率的1.8～2.2倍）的电流时，电枢反应磁场在极靴尖下（此处空气隙取为极中心气隙的2倍）所产生的磁通密度，应不大于额定电流时极中心之主磁通密度。因为分析已制成的牵引电动机说明，在满足上述条件时，其运转情况较好，基本上没有火花。

当前，牵引电动机大都采用不均匀的空气隙，按式（10—61）所取之δ为极中心的气隙值，在极尖处一般取为

$$\delta_p=(1.8\sim2.5)\delta \tag{10—62}$$

在有补偿绕组的电机中，不产生大的磁场畸变，δ可取较小的数值且可以是均匀的。其数值可按下式求取，即

$$\delta=0.1(4+0.8D_a)(1+0.15l_a)(1+0.006v_a) \tag{10—63}$$

式中 l_a——电枢长度，米；

D_a——电枢直径，米；

v_a——电枢圆周速度，米/秒。

不均匀气隙有几种不同的形式，最常用的有两种，即所谓偏心气隙和局部扩张的气隙。偏心气隙如图10—16所示，它是由电枢圆周和圆心是沿主极中心线对电枢圆心偏移了某一距离ε的主极圆弧所构成。局部扩张的气隙如图10—17所示，它是由两部分，即电枢圆周和与之同心的一段主极圆弧以及由$a(a')$点向外延伸的切线所组成。

采用不均匀空气隙时，其计算值或称有效气隙δ_e可写成

$$\delta_e=k_e\delta_0 \tag{10—64}$$

式中 δ_0——主极中心的空气隙；

k_e——由不均匀气隙换算到均匀气隙的系数。

对于偏心气隙，可以导出

$$k_e=\frac{\sqrt{\frac{\delta_p}{\delta_0}-1}}{\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{\delta_p}{\delta_0}-1}} \tag{10—65}$$

为便于实际计算，图10—18给出了k_e与气隙扩张程度$\frac{\delta_p}{\delta_0}$的关系曲线。其中曲线2是据式

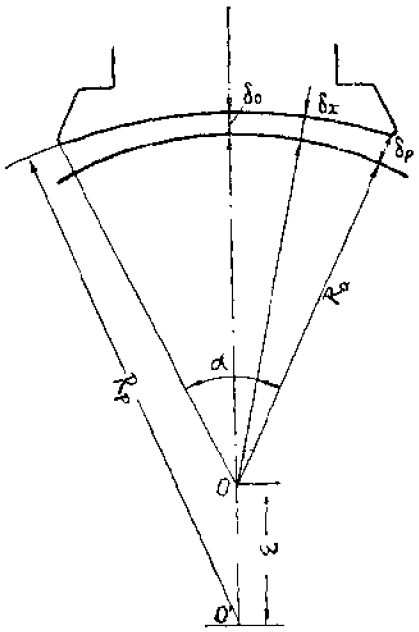


图10—16 偏心气隙

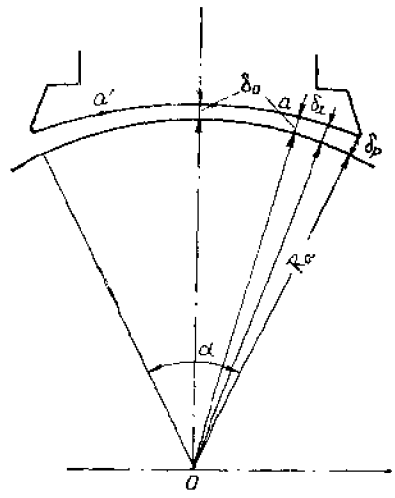


图10—17 局部扩张的气隙

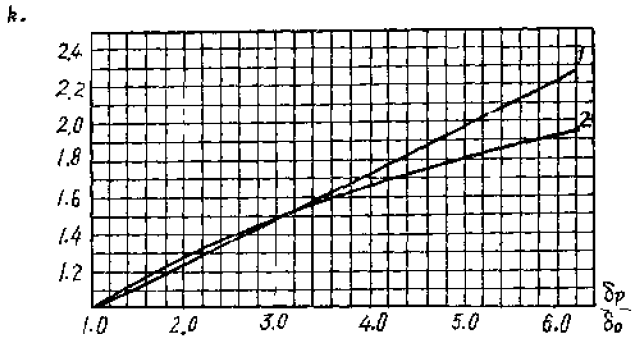


图10—18 k_c与$\frac{\delta_p}{\delta_0}$的关系曲线

(10—65) 算出的，它与实验结果相近。曲线 *1* 是А.Б.Иоффе提供的数据，对于通常所用的$\frac{\delta_p}{\delta_0}$值，它与曲线 *2* 基本一致。

对于局部扩张的气隙，k_c可写成

$$k_c=\frac{\sqrt{\frac{\delta_p}{\delta_0}-1}}{(1-K)\sqrt{\frac{\delta_p}{\delta_0}-1}+K\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{\delta_p}{\delta_0}-1}} \tag{10—66}$$

式中

$$K\approx\frac{4p}{\pi\alpha}\sqrt{2\left(\frac{\delta_p}{\delta_0}-1\right)\frac{1}{R_a+\delta_p}} \tag{10—67}$$

其中 R_a——电枢半径；

p——极对数。

在求得气隙的有效值之后，空气隙的磁势即为

$$F_\delta=0.8B_\delta K' K_\delta\delta_e \tag{10—68}$$

式中　K'——考虑加工不精确的系数，可按图10—19所示曲线查取；

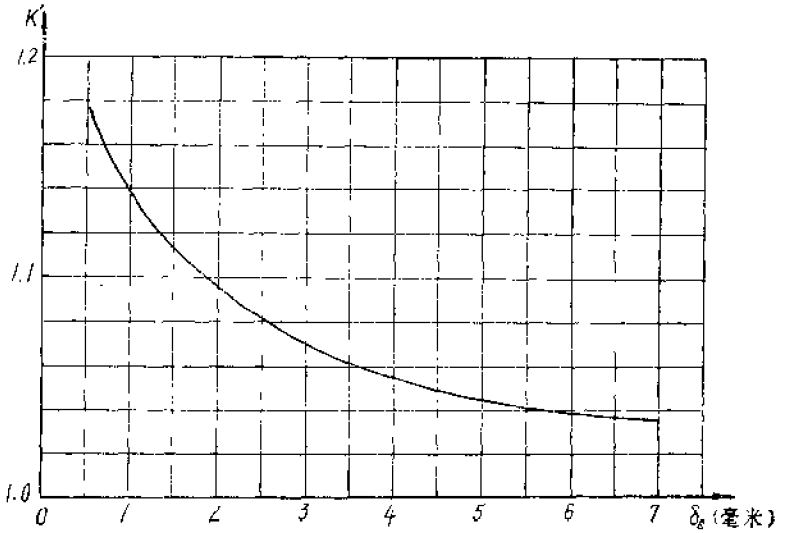


图10—19　加工中所允许的有效气隙增大系数

K_δ——空气隙系数，一般用下式计算，即

$$K_\delta=\frac{10\delta_e+t_1}{10\delta_e+b_{z1}} \qquad (10—69)$$

其中　t_1——沿电枢表面的齿距；

b_{z1}——沿电枢表面的齿宽。

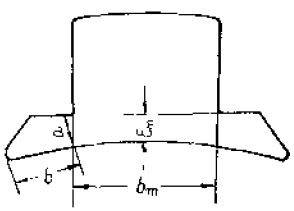


图10—20　主极极芯的几个限制尺寸

在此指出，较早生产的牵引电动机大多是采用所谓局部扩张的气隙的，而经过分析比较证明，偏心气隙比前者有较优越的换向器电位特性，因而现代制造的牵引电动机大都采用偏心气隙了。

4．　磁极芯的磁势F_m及尺寸

极芯的磁通密度B_m通常取为14000～17000高斯，主极极芯宽度应为

$$b_m=\frac{\sigma_m\Phi_N}{0.97B_ml_m}, \qquad (10—70)$$

式中　σ_m——主极漏磁系数，一般可取为1.15～1.2；

l_m——极芯长度，通常$l_m=l_a$或较l_a长出5～10毫米；

0.97——主极采用1.0～1.5毫米钢板时的叠压系数。

在极芯宽度b_m确定之后，实际极弧长可使之等于$\alpha\tau-2\delta_e$，从而可以确定主极的几何尺寸。但应注意，表示在图10—20的距离ε_m应大于6～8毫米，以保证主极线圈到电枢表面的最小距离。另外，a处截面的磁通密度B_{ma}应满足下式，即

$$B_{ma}=\frac{b}{a}B_\delta<20,000\sim22,000 \quad (高斯) \qquad (10—71)$$

至于极芯的高度h_m在绘制磁路图时取定，并在主极绕组计算和布置之后进行校核。

极芯的磁势即为

$$F_m=H_mh_m \qquad (安匝) \qquad (10—72)$$

H_m之值根据所选之B_m由附表3查出。

5．　机座的磁势F_j及尺寸

机座轭部截面为

$$Q_j=\frac{\sigma_m\Phi_N}{2B_j} \qquad (厘米^2) \qquad (10—73)$$

式中 B_j——机座轭部磁通密度，一般取为14,000～16,000高斯。

机座轭部的厚度为

$$h_j=\frac{Q_j}{l_a+0.8\tau} \qquad (厘米) \qquad (10—74)$$

机座轭部磁力线的长度L_j在绘制磁路图后确定，考虑到极芯出口处（即机座与极芯交接处）的磁通密度与机座轭部不同，而分为两部分计算。

对于轭部其磁势为

$$F'_j=H_j\left(L_j-\frac{b_m}{2}\right) \qquad (安匝) \qquad (10—75)$$

式中 H_j——轭部磁场强度，据所选B_j由附表4查出；

$\frac{b_m}{2}$——出口处所占的磁路长度，厘米。

对于出口处，其磁通密度应小于17,000高斯，由下式计算，即

$$B'_j=\frac{\sigma_m\Phi_N}{2h_j(l_m+b_m)} \qquad (高斯) \qquad (10—76)$$

面其磁势为

$$F''_j=H'_j\frac{b_m}{2} \qquad (安匝) \qquad (10—77)$$

H_j按算出之B'_j由附表4查出。

机座之磁势即为以上两部分之总和

$$F_j=F'_j+F''_j$$

$$=H_j\left(L_j-\frac{b_m}{2}\right)+H'_j\frac{b_m}{2} \qquad (安匝) \qquad (10—78)$$

二、磁路图的绘制

前述磁路各段的计算长度，有些是需要通过绘制磁路图来确定的。为此，可用适当的比例绘出电机横截面一个极区的简图，描绘出磁力线的代表走向，从而确定磁路的计算长度。

图10—21所绘为一四极电动机的磁路简图，它绘出横截面的一个象限。其绘制顺序如下：

1. 用下列半径画同心圆弧

$\frac{D_a}{2}$——电枢表面圆周半径；

$\frac{D_a}{2}-h_z$——沿槽底的电枢圆周半径；

$\frac{D_i}{2}$——电枢内孔半径。

2. 根据中心距C的大小初步算出机座的外部轮廓尺寸，如抱轴式悬挂即可按式（10—22）算出。外轮廓线确定后，按计算之磁轭厚度画出内轮廓线。应当指出，这里求得的尺寸仅是初步的，更精确的尺寸只能在主极绕组计算和布置之后，甚至是在换向极绕组布置之后决定的。

3. 画出主极中心线，并由圆心引出极靴的界限半径，此半径与主极中心线的夹角在四

极电机中为 $\alpha_p \times 45°$，这里 $\alpha_p = \frac{1}{\tau}(\alpha\tau - 2\delta_e)$。

4. 画出主极极芯的两侧边，它们与主极中心线的距离为 $\frac{b_m}{2}$。

5. 按所选用的气隙形状并满足式(10—71)及 $\varepsilon_m \geqslant 6 \sim 8$ 毫米的要求绘出极靴表面轮廓。

附带说明，图中机座对应于极芯处的凹陷是供放置主极固定螺栓的螺帽用的。

三、主极线圈匝数 W_m 的计算

前面计算得出的磁路各段所需磁势的总和即为电动机的空载磁势

$$F_0 = F_z + F_a + F_\delta + F_m + F_j + F_n' \qquad (10\text{—}79)$$

如果电动机不设置补偿绕组，在负载时，还应考虑电枢反应对主极的去磁作用，其相应的去磁磁势 F_{ar}' 可表示为电枢反应磁势的函数，即

$$F_{ar}' = K_r F_{ar} \qquad (10\text{—}80)$$

式中 $F_{ar} = \frac{A\tau}{2}$，为每极的电枢反应磁势。

图10—22给出了由实验得到的去磁系数 K_r 的数值，它和电枢反应磁势与主极磁势的比值有关，也与齿层的饱和程度有关。

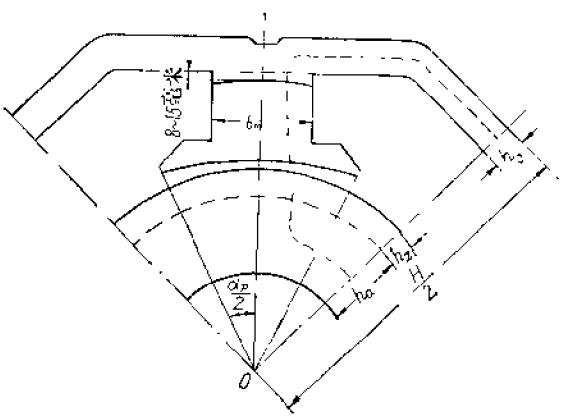


图10—21 磁路简图

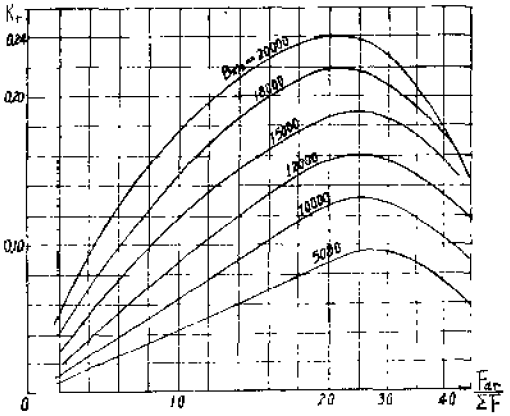


图10—22 电枢反应的去磁系数

考虑了电枢反应的影响，每极的激磁磁势即为

$$\Sigma F = F_0 + K_r F_{ar} \qquad \text{(安匝)} \qquad (10\text{—}81)$$

每极线圈的匝数为

$$W_m = \frac{\Sigma F}{\beta I_N} \qquad (10\text{—}82)$$

式中 β——主极额定削弱磁场系数，对于直流机一般 $\beta = 1$；而在电动车组电机中为了加强磁场起动，β 有时取0.7左右；对脉流电机常取 $\beta = 0.95 \sim 0.98$。

求出的 W_m 值应为整数，仅在少见的情况下，线圈不在同一边出线时，可取为半数。

四、饱和系数和稳定系数

饱和系数为

$$K_H = \frac{F_0}{F_\delta} \qquad (10\text{—}83)$$

稳定系数为

$$K_v=\frac{F_\delta+F_z+F_a}{aF_{ar}} \qquad (10-84)$$

饱和系数K_H对电动机的运行性能有着极大的影响，对于牵引电动机来说，其值一般取为1.4～1.6为宜。若此值太大，则说明电机过于饱和，在转矩曲线和速率曲线上将显著表现出饱和的影响：使过载电流下的转矩低于通常所得的数值，并使高速时的功率利用变差。对于经常起动的电动车组牵引电动机来说，希望它有较大的起动力矩，饱和系数往往取更低的数值。但是，饱和系数过小，则意味着电机有效材料的利用率低，电机重量较重，是不经济的。所以，饱和系数过高或过低都是我们所不希望的，设计时应通过改变空气隙和磁路截面对其进行调整，使之为合适的数值。

稳定系数是说明极下磁通畸变程度的重要参数。高的稳定系数有利于电机的换向，并可允许采用较深的磁场削弱从而使电动机高速时能发挥较大的功率，其值一般以不小于1.5～2为宜。它和饱和系数实际上是相互关联的，设计时二者应协调考虑。

五、主极绕组的绝缘及布置方式

1. 主极绕组铜截面的选择

主极绕组铜的截面由允许的电流密度确定，即

$$q_m=\frac{I_N}{j_m} \qquad (毫米^2) \qquad (10-85)$$

干线机车的牵引电动机，其主极绕组的电流密度按照不同的绝缘等级大致可选用如下的数值：

B级——3～3.3安/毫米^2；

F级——4.0～4.5安/毫米^2；

H级——4.7～4.8安/毫米^2。

对于电动车组的牵引电动机来说，由于它在车体下的安置空间尤为狭小，电流密度可取略高些的数值。

2. 主极绕组的绝缘及布置方式

我国目前生产的牵引电动机，其主极绕组大都采用H级绝缘，关于绝缘的应用情况在§10—5中已略述及。而目前主极绕组的绝缘用量一般为：

匝间绝缘——用厚0.13毫米的石棉纸或玻璃漆布隔垫2层。

对地绝缘——对于端电压为750伏或更低的电机用厚0.13毫米的硅有机玻璃云母带半迭绕3次，对750伏以上至1500伏端压的电机则半迭绕4次。

外包绝缘——玻璃丝带半迭绕1次。

过去所生产的中小容量电动机大都采用方形机座，其主极绕组采用双层平绕线圈，如图10—23(*a*)所示。若用圆形机座则在线圈与机座贴合处压成圆弧形，如图10—23(*b*)所示。现在生产的牵引电动机，尤其是大容量六极电动机的发展，主极线圈已趋向采用扁绕（即导线沿窄边绕法）的线圈结构，如图10—23(*c*)、(*d*)所示。(*c*)和(*d*)的区别在于，为了充分利用空间，后者采用了截面相等但规格不同的导线进行绕制。

一般说来，扁绕的线圈具有散热条件好，绝缘可靠（其匝间绝缘均在压形后垫入），成形稳定和绕制效率高等优点。但应注意，从绕制工艺上说，扁绕线圈所用导线的厚度h和宽

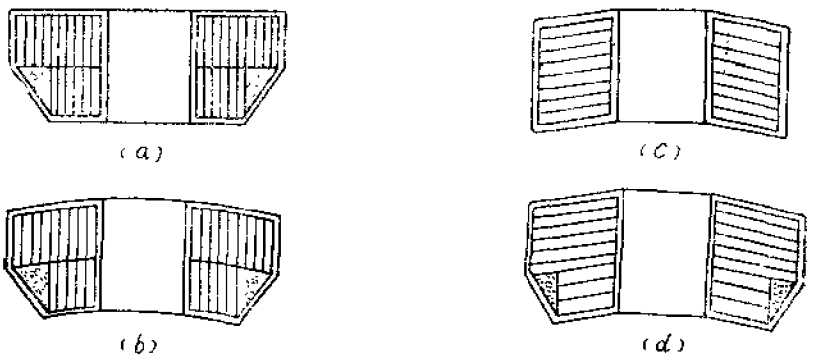


图10—23 主极线圈的结构型式

度 b 的比例有一定限制，通常要求

$$\frac{b}{h}\leqslant 15\sim 16$$

同时，其弯曲半径按经验要求

$$R\geqslant\frac{0.05b^2}{h}$$

六、主极绕组的电阻和铜重

主极绕组的电阻为

$$R_m=\frac{2pW_m l_m}{57q_m}(1+0.004\theta)\quad(\text{欧})\qquad(10\text{—}86)$$

式中 l_m——主极线圈平均匝长（米），由线圈简图算出。

主极绕组的铜重为

$$G_m=8.9l_m\cdot 2pW_m q_m\times 10^{-3}\quad(\text{公斤})\qquad(10\text{—}87)$$

§ 10—7 补偿绕组的计算

采用补偿绕组可以抵消电枢反应的磁势，使主极磁场不致畸变，从而改善换向条件，防止换向器产生环火，并使电动机有可能采用更深的削弱磁场级，在高速时充分利用电动机的功率。但是由于制造工艺的复杂，限制了它的采用。通常仅在大容量的、换向条件极为困难的电机中才设置补偿绕组。

为了拆装方便，带有补偿绕组的电机磁极系统的结构可以做成类似图10—24的形式。

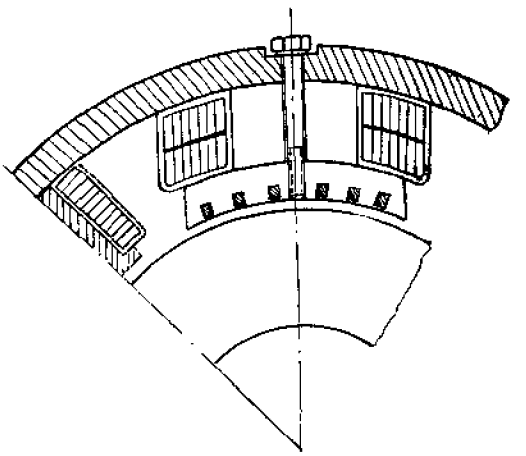


图10—24 带补偿绕组的磁极结构

确定补偿绕组参数的基本出发点是它所建立的磁势在极弧长度内与电枢反应的磁势相抵消。亦即使补偿绕组电流在极靴中所建立的线负载 A_K（归算到电枢直径）尽可能地接近于电枢线负载 A。由此可得

$$A_K=\frac{\frac{I_N}{a_K}N_{KZ}}{t_{1K}}=A \tag{10—88}$$

或

$$\frac{I_N}{a_K}N_{KZ}=At_{1K} \tag{10—89}$$

式中 a_K——补偿绕组的并联支路数，应与极数有公约数；

N_Z——补偿绕组每槽导体数；

$t_{1K}=\frac{a\tau}{Z_K}$，为补偿绕组之槽距，厘米。

其中 Z_K——补偿绕组每极的槽数。

在选择Z_K时，应使槽距t_{1K}不小于1.8～2厘米，Z_K通常取为4～6槽。

补偿绕组的导体截面q_K，按其允许的电流密度来选择。考虑到它端接部分冷却条件较好，电流密度可取较高的数值。

对于B级绝缘，$j_K\leqslant$4.5～5.5安/毫米^2；

对于F级绝缘，$j_K\leqslant$6.0～7.0安/毫米^2；

对于H级绝缘，$j_K\leqslant$7.2～7.5安/毫米^2。

补偿绕组每匝的平均长度近似为

$$l_K=2(l_a+3)+\pi\left(\tau-\frac{Z_K}{4}t_{1K}\right)\quad\text{(厘米)} \tag{10—90}$$

导体总长及重量为

$$\Sigma l_K=pZ_KN_zl_K\times10^{-2}\quad\text{(米)} \tag{10—91}$$

$$G_K=8.9\Sigma l_Kq_K\times10^{-3}\quad\text{(公斤)} \tag{10—92}$$

补偿绕组的电阻

$$R_K=\frac{\Sigma l_K(1+0.004\theta)}{57a_K^2q_K}\quad\text{(欧)} \tag{10—93}$$

应说明，为了使主极导磁截面不受过分削弱，以减少所需要的主极激磁磁势，补偿绕组大都采用半闭口的槽形。但它给绕组的嵌线及绝缘却造成极大不便，为此，补偿绕组有倾向采用开口槽形，而使用相应的磁性槽楔以保持半闭口槽的特点。

§10—8 换向计算

换向情况的好坏是直流（或脉流）牵引电动机运行性能的一个决定性因素，也是设计中的一个核心问题，许多参数的选取是以获得良好的换向条件为出发点的。

换向计算的基本任务是计算换向元件内的电抗电势，并依此确定换向极的参数，以保证电动机在许可的负载范围内有可靠的换向。

这里的计算以所谓直线换向为基础，并仅进行稳态情况的计算。过渡状态下的换向由于情况复杂，涉及因素较多而又缺少可靠的经验和数据，故在一般设计中不作具体计算。

关于换向元件电抗电势的计算通常应用两种方法，一种是所谓图解法，即绘出槽内元件电抗电势波形图的方法；一种是简化的分析计算法。由于目前准确计算环绕换向元件而变化的漏磁通尚有一定困难，两种方法都有一定的近似性。但是，根据设计制造的实践经验，在计算时根据具体情况略为修正，两种方法大抵都能满足工程计算的要求。

一、电刷的选择及换向器长度的确定

牵引电动机通常都采用全额电刷，即刷握数目等于极数，只有在应用波绕组的容量不大的工矿和电车电机中才只用两个刷握。

电刷允许的电流密度取决于它所采用的制造材料。附表5给出了国产电刷的部分牌号及其技术数据，由之可以看出，由于牵引电动机换向器圆周速度较高，采用电化石墨质的电刷较为适宜，常用的牌号为D374B（即旧型号DS74B）、D172（旧型号DS-72）、D376(旧型号DS76）及D252(旧型号DS52)等。

每一刷握（盒）内，所要求的电刷接触总面积应为

$$S_b=\frac{I_N}{pJ_b} \quad (厘米^2) \tag{10—94}$$

式中 p——极对数；

J_b——电刷允许的电流密度，安/厘米^2。

电刷的尺寸应尽量按附表6所推荐的标准尺寸选取（特别订货者例外），但其厚度b_b应使刷盖系数 $\gamma=\frac{l_b b_b}{\beta_K}$在以下范围内，即

$$1.9<\gamma<u_s \tag{10—95}$$

式中 u_s——每槽虚槽数，即每槽换向片数。

另外，γ还应满足

$$\frac{\beta_K\frac{D_a}{D_K}\left(u_s-\frac{a}{p}+\gamma+\varepsilon_K\right)}{(1-\sigma)\tau}<0.65 \tag{10—96}$$

上式分子部分为下面将叙述之“换向带”宽度，分母代表主极磁中性区，为保证良好的换向，二者比值不能太大。

电刷的厚度选定之后，每块电刷的长度即为

$$l_b=\frac{S_b}{n_b b_b} \tag{10—97}$$

式中 n_b——每刷握内电刷的数目，牵引电动机一般规定n_b不小于2。

l_b的数值应取推荐的标准尺寸，从而即可确定换向器工作部分的长度，通常为

$$L_K=n_b l_b+3(n_b-1)+8 \quad (毫米) \tag{10—98}$$

近些年来，牵引电动机广泛采用了所谓分裂式电刷，即沿垂直方向将电刷分成2或3层。这种电刷增大了横向电阻，使换向元件的短路电流减小；另外，由于电刷各片间在一定程度上能够相对移动，从而使与换向器的接触较好，这些都会改善换向状况。

二、换向元件自感量及互感量的计算

从电工原理中已经知道，一个闭合回路的自感量即为该回路通入单位电流时，所产生的磁链数，即

$$L=\frac{\Psi}{i} \tag{10—99}$$

如果该回路有w匝，且各匝均与总磁通Φ交链，则上式可写成

$$L=[w\Phi]_{i=1安}\times10^{-8} \quad (亨) \tag{10—100}$$

如果该回路各匝不是都与总磁通交链，则应写成

$$L=\left[\sum_{x=1}^{w} w_x\Phi_x\right]_{1\text{安}}\times 10^{-8}\ (\text{亨}) \tag{10—101}$$

这里Φ_x为与w_x匝所交链的磁通量，它系沿w_x流过1安电流所产生，其值可表示为

$$\Phi_x=\frac{\text{磁动势}}{\text{磁阻}}=\frac{0.4\pi w_x}{R_x} \tag{10—102}$$

于是前面等式变为

$$L=\sum_{x=1}^{w} w_x\frac{0.4\pi w_x}{R_x}\times 10^{-8}=10^{-8}\sum_{x=1}^{w} w_x^2\frac{0.4\pi}{R_x}=10^{-8}\sum_{x=1}^{w} w_x^2\lambda_x\ (\text{亨}) \tag{10—103}$$

式中 $\lambda_x=0.4\pi\frac{1}{R_x}$——磁导率。

利用这些关系，可以导出换向元件自感量L及互感量M的公式。因为互感量的确定方法实质上与自感量之确定方法相同。它是找出当第二个线圈中有1安电流流通时，所产生的与第一个线圈各匝相交链的磁链数$\Sigma w_x\Phi_x$。具体计算时认为仅在同一槽中的各元件边间才存在互感。

（一）自感量的计算

假设绕组元件在槽内的布置如图10—25所示。左边槽内放置了元件的顶层导体，右边槽内放置了元件的底层导体，元件由w_x匝所组成。当元件换向时，与之交链之磁通发生变化，该磁通可分成三个组成部分：与槽内顶层导体交链的磁通Φ'_x；与槽内底层导体交链的磁通Φ''_x；与元件端接部分交链的磁通Φ_x。

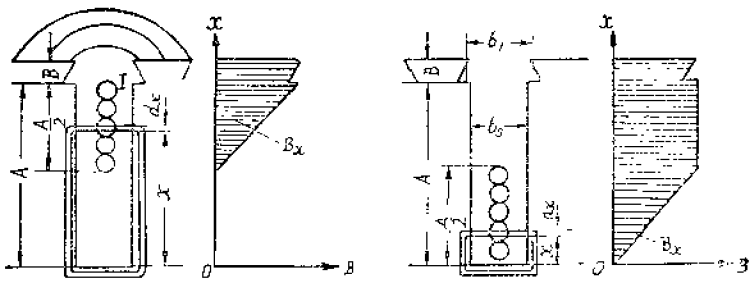


图10—25 绕组元件Ⅰ之电流所产生的磁通密度沿槽高的分布

与元件槽内部分交链的闭合磁路中，铁的磁阻与空气之磁阻（横贯槽子）相比，可以忽略不计。于是对于围绕着$\frac{A}{2}$到x距离间各匝（图10—25a）、截面为dxl_a的磁力管来说，其$d\lambda_x$为

$$d\lambda_x=\frac{0.4\pi}{\frac{b}{dxl_a}}=0.4\pi\frac{dxl_a}{b}$$

将此磁导率乘以该磁力管所包围之匝数的平方，则得沿该管流过的磁通所形成的元件自感量，即

$$dL_x=\left[\frac{2w_x}{A}\left(x-\frac{A}{2}\right)\right]^2\times 0.4\pi\frac{dxl_a}{b}\times 10^{-8}$$

括号内的数值即为绕组元件在$\frac{A}{2}$到x之间的匝数。显然，由$\frac{A}{2}$到A的高度间，穿过所有

w_s匝的磁通在左槽所有w_s匝内形成的自感量即为

$$L_{\frac{A}{2}-A}=\int_{\frac{A}{2}}^{A}dL_x=0.4\pi\frac{l_a}{b_s}\left(\frac{2w_s}{A}\right)^2\times10^{-8}\int_{\frac{A}{2}}^{A}\left(x-\frac{A}{2}\right)^2dx$$

$$=0.4\pi w_s^2l_a\frac{A}{6b_s}\times10^{-8}$$

左槽中相当于高度B的那部分磁通，则与元件的全部w_s匝都交链，因此这部分磁通为

$$[\Phi_B]_{i-1\text{安}}=w_s\times0.4\pi\frac{Bl_a}{b_1}$$

相应的自感量为

$$L_B=w_s[\Phi_B]_{i-1\text{安}}\times10^{-8}=0.4\pi w_s^2\frac{Bl_a}{b_1}\times10^{-8}$$

与元件槽内部分交链的最后一部分齿顶磁通Φ_c也与元件所有各匝都交链，其磁导率为

$$\lambda_c=0.4\pi l_a\frac{b_w-b_s}{4k_{\delta w}\delta_w}\tag{10—104}$$

式中 δ_w——换向极空气隙；

b_w——换向极极靴宽度；

b_s——电枢槽宽；

$k_{\delta w}=\dfrac{t_1+10\delta_w}{b_{z1}+10\delta_w}$——换向极气隙系数。

该磁通所形成的自感量

$$L_c=w_s^2\times0.4\pi l_a\frac{b_w-b_s}{4k_{\delta w}\delta_w}\times10^{-8}$$

于是绕组元件上层导体在槽内部分的自感量即为

$$L_s'=L_{\frac{A}{2}-A}+L_B+L_c$$

$$=0.4\pi w_s^2l_a\left[\frac{A}{6b_s}+\frac{B}{b_1}+\frac{b_w-b_s}{4k_{\delta w}\delta_w}\right]\times10^{-8}\tag{10—105}$$

对于右边槽子的底层导体，可以用完全相同的原理得出相应于各部分磁通的自感量为

$$L_{0-\frac{A}{2}}=\int_0^{\frac{A}{2}}\left(\frac{2w_s}{A}x\right)^2\,0.4\pi\,\frac{dxl_a}{b_s}\times10^{-8}$$

$$=0.4\pi w_s^2l_a\frac{A}{6b_s}\times10^{-8}$$

$$L_{\frac{A}{2}-A,\,B,\,C}=0.4\pi w_s^2l_a\left[\frac{A}{2b_s}+\frac{B}{b_1}+\frac{b_w-b_s}{4k_{\delta w}\delta_w}\right]\times10^{-8}$$

右槽内底层导体的自感量即为

$$L_s''=L_{0-\frac{A}{2}}+L_{\frac{A}{2}-A,\,B,\,C}$$

$$=0.4\pi w_s^2l_a\left[\frac{2A}{3b_s}+\frac{B}{b_1}+\frac{b_w-b_s}{4k_{\delta w}\delta_w}\right]\times10^{-8}\tag{10—106}$$

绕组端接部分的自感量

$$L_s=2l_s0.4\pi w_s^2\times10^{-8}\tag{10—107}$$

式中 $l_s=l_N-l_a$；

l_N——元件半匝长。

将式（10—105）、（10—106）及（10—107）相加，即得整个绕组元件的自感量

$$L=0.4\pi w_s^2 l_a\left[\frac{5A}{6b_s}+\frac{2B}{b_1}+\frac{b_w-b_s}{2k_{\delta w}\delta_w}+2\frac{l_x}{l_a}\right]\times 10^{-8}\ (亨) \qquad (10—108)$$

如果在槽内，除了上面研究的元件之外，还有几个元件与之并放着，则在确定其中任一元件的自感时，会得完全相同的结果。因此式（10—108）可适用于任意元件边数的普通双层绕组。但若元件在槽中系扁平放置，则自感公式将不相同，可据上述基本原理另行推导。

（二）互感量的计算

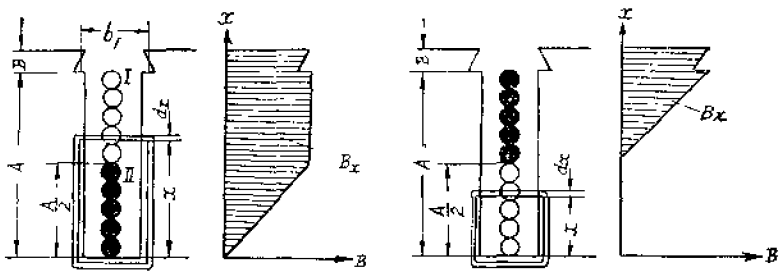


图10—26　绕组元件Ⅱ之电流所产生的磁通密度沿槽高的分布

由图10—26可以看出，当绕组内另一绕组元件Ⅱ（图中用黑圆点表示）在换向时，它所产生的交变磁通也将与元件Ⅰ之各匝交链，从而产生互感电势。其互感量的计算与前述自感量的计算原理相同，实即计算当1安电流流过绕组元件Ⅱ时，所产生的与绕组元件Ⅰ相交链的磁链数。

绕组元件Ⅱ所产生的磁通仍可分为如前所说的三部分，即Φ_s'、Φ_s''及Φ_a。依据前面的方法可得，距槽底x、高度为dx之任何单元的磁导率为

$$d\lambda=0.4\pi\frac{dxl_a}{b_s}$$

左槽内、由$\frac{A}{2}$到A的高度间，由元件Ⅱ产生的穿过dx单元的磁通为

$$d\Phi=w_s d\lambda=0.4\pi w_s\frac{dxl_a}{b_s}$$

这部分磁通交链了元件Ⅰ的$w_x=\frac{2w_s}{A}\left(x-\frac{A}{2}\right)$匝，它所形成的互感量为

$$dM=w_x d\Phi\times 10^{-8}=\frac{2w_s}{A}\left(x-\frac{A}{2}\right)w_s\times 0.4\pi\frac{dxl_a}{b_s}\times 10^{-8}$$

沿着元件Ⅰ铜的高度通过的全部磁通所形成的互感量为

$$M_{\frac{A}{2}-A}=\int_{\frac{A}{2}}^{A}dM=2w_s^2\times 0.4\pi l_a\frac{10^{-8}}{b}\int_{\frac{A}{2}}^{A}\left(x-\frac{A}{2}\right)dx=0.4\pi w_s^2 l_a\frac{A}{4b}\times 10^{-8}$$

沿着高度B横贯槽子及通过齿端之磁通Φ_{B+C}是和元件Ⅰ的全部匝数交链的，相应的互感量可计算如下

$$\lambda_{B+C}=0.4\pi l_a\left[\frac{B}{b_1}+\frac{b_w-b_s}{4k_{\delta w}\delta_w}\right]$$

$$\Phi_{B+C}=w_s\lambda_{B+C}=0.4\pi w_s l_a\left[\frac{B}{b_1}+\frac{b_w-b_s}{4k_{\delta w}\delta_w}\right]$$

$$M_{B+C}=w_s\Phi_{B+C}=0.4\pi w_s^2 l_a\left[\frac{B}{b_1}+\frac{b_w-b_s}{4k_{\delta w}\delta_w}\right]\times 10^{-8}$$

于是，对于绕组元件Ⅰ左边槽内部分的总互感量为

$$M' = M_{\frac{A}{2}-A} + M_{B+C} = 0.4\pi w_s^2 l_a \left[\frac{A}{4b_s} + \frac{B}{b_1} + \frac{b_w - b_s}{4k_{\delta w}\delta_w}\right] \times 10^{-8} \qquad (10—109)$$

关于放在绕组元件Ⅱ下边的元件Ⅰ的右边（如图10—26），可以用完全类似的方法计算：

沿着$\frac{A}{2}$到A的高度，由元件Ⅱ所产生的横贯槽子的磁通为

$$\Phi_{\frac{A}{2}-A} = \int_{\frac{A}{2}}^{A} \frac{2w_s}{A}\left(x - \frac{A}{2}\right) 0.4\pi \frac{dx l_a}{b_s} = 0.4\pi \frac{2w_s l_a}{A b_s}\left[\frac{x^2}{2} - \frac{Ax}{2}\right]_{\frac{A}{2}}^{A}$$

$$= 0.4\pi w_s l_a \frac{A}{4b_s}$$

沿高度B及齿端之磁通与左槽相同。所以右槽中由元件Ⅱ产生的总磁通等于

$$\Phi'' = 0.4\pi w_s l_a \left[\frac{A}{4b_s} + \frac{B}{b_1} + \frac{b_w - b_s}{4k_{\delta w}\delta_w}\right]$$

该磁通与元件Ⅰ的所有匝数w相交链，故它所形成的互感量为

$$M'' = 0.4\pi w_s^2 l_a \left[\frac{A}{4b_s} + \frac{B}{b_1} + \frac{b_w - b_s}{4k_{\delta w}\delta_w}\right] \times 10^{-8} \qquad (10—110)$$

至于绕组元件Ⅰ与元件Ⅱ的端接部分由于彼此相距很远，因此它们实际上没有公共磁链。于是，所求的互感量为

$$M = M' + M'' = 0.4\pi w_s^2 l_a \left[\frac{A}{2b_s} + \frac{2B}{b_1} + \frac{b_w - b_s}{2k_{\delta w}\delta_w}\right] \times 10^{-8} \text{（亨）} \qquad (10—111)$$

三、换向时间、换向周期及换向带

在进行电抗电势计算和设计换向极极靴宽度时，都将用到换向时间、换向周期和换向带诸参数。它们的表示符号及定义各为：

T——换向时间，即换向元件被电刷短路的时间；

T_K——换向周期，为槽中所有导体进行换向的时间；

b_K——换向带，为槽中所有导体换向时，在电枢圆周上经过的弧长，亦即在T_K时间内，电枢所转过的弧长。

不同的绕组型式，其换向时间、换向周期及换向带将有所不同，举例说明如下：

1. 单迭绕组、整距、每槽仅有两个导体

$$T = \frac{b_b}{100 v_K} \qquad \text{（秒）}$$

式中 b_b——电刷宽度，厘米；

v_K——换向器圆周速度，米/秒。

由于是整距绕组，槽中属于不同元件的上、下两个导体将同时换向，所以

$$T_K = T = \frac{b_b}{100 v_K} \qquad \text{（秒）}$$

$$b_K = v_a T_K = \frac{v_a}{v_K} b_b = \frac{D_a}{D_K} b_b \qquad \text{（厘米）}$$

2. 单迭绕组、整距，每槽有u_s个虚槽

$$T = \frac{b_b}{100 v_K} \qquad \text{（秒）}$$

$$T_K = \frac{b_b}{100 v_K} + \frac{(u_s - 1)}{100 v_K}\beta_K = \frac{1}{100 v_K}\left[b_b + (u_s - 1)\beta_K\right]$$

式中 β_K——换向片距，厘米。

$$b_K = v_a T_K = \frac{D_a}{D_K}\left[b_b + (u_s - 1)\beta_K\right] \qquad \text{(厘米)}$$

3. 单迭绕组，每槽有u_s个虚槽、短距ε_K

$$T = \frac{b_b}{100 v_K} \qquad \text{(秒)}$$

$$T_K = \frac{b_b}{100 v_K} + \frac{\varepsilon_K \beta_K}{100 v_K} + \frac{(u_s - 1)\beta_K}{100 v_K} = \frac{1}{100 v_K}\left[b_b + \varepsilon_K \beta_K + (u_s - 1)\beta_K\right]$$

$$= \frac{1}{100 v_K}\beta_K(\gamma + \varepsilon_K + u_s - 1) \qquad \text{(秒)}$$

$$b_K = v_a T_K = \frac{D_a}{D_K}\beta_K(\gamma + \varepsilon_K + u_s - 1) \qquad \text{(厘米)}$$

图10—27表示了$\varepsilon_K = 1$片的图形，这时，上层导体a比下层导体b'提前$\varepsilon_K = 1$片开始换向。显然，换向周期及换向带相应加长，在后面将会看到，这对改善换向是有利的。

4. 单波绕组

图10—28示出一个单波绕组元件的简图。这里所分析的是采用全额电刷的情况。因为单波绕组中$y_K = \frac{K-1}{p}$=整数，当元件移过一个电刷宽度b_b时，元件继续为两同名电刷短路，直到该元件再移过$\left(1 - \frac{1}{p}\right)\beta_K$后，换向才告结束。从而可推得每槽有$u_s$个虚槽，短距$\varepsilon_K$片的单波绕组的$T$、$T_K$和$b_K$。即

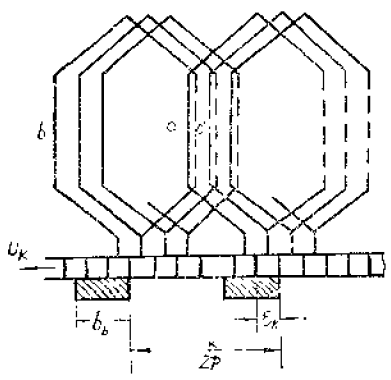


图10—27 单迭绕组$\varepsilon_K = 1$时换向带的示意图

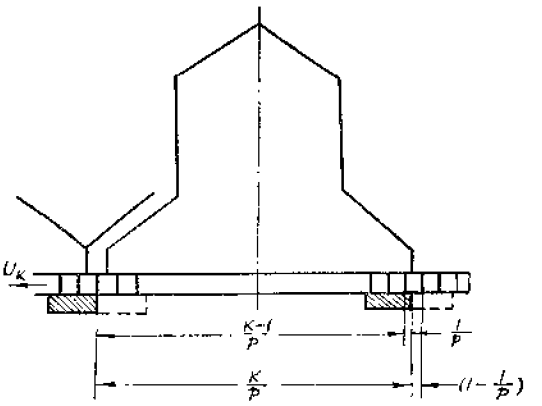


图10—28 单波绕组换向带的示意图

$$T = \frac{1}{100 v_K}\left[b_b + \left(1 - \frac{1}{p}\right)\beta_K\right] \qquad \text{(秒)}$$

$$T_K = \frac{1}{100 v_K}\left[b_b + \left(1 - \frac{1}{p}\right)\beta_K + (u_s - 1)\beta_K + \varepsilon_K \beta_K\right]$$

$$= \frac{1}{100 v_K}\left[b_b + \left(u_s + \varepsilon_K - \frac{1}{p}\right)\beta_K\right] = \frac{1}{100 v_K}\beta_K\left(\gamma + \varepsilon_K + u_s - \frac{1}{p}\right) \qquad \text{(秒)}$$

$$b_K = \frac{D_a}{D_K}\beta_K\left(\gamma + \varepsilon_K + u_s - \frac{1}{p}\right) \qquad \text{(厘米)}$$

总结以上各式，可以得到普遍适用的关系式

$$T = \frac{1}{100 v_K}\beta_K\left(\gamma + 1 - \frac{a}{p}\right) \qquad \text{(秒)} \qquad (10—112)$$

$$T_K=\frac{1}{100v_K}\beta_K\left(\gamma+u_s+e_K-\frac{a}{p}\right)\quad\text{（秒）}\qquad(10—113)$$

$$b_K=\frac{D_a}{D_K}\beta_K\left(\gamma+u_s+e_K-\frac{a}{p}\right)\quad\text{（厘米）}\qquad(10—114)$$

以上公式不仅适用于单式迭绕组和波绕组，同时很易证明，也适用于复式迭绕组和波绕组。式中$\frac{a}{p}$值，对单迭绕组来说，$\frac{a}{p}=1$；对复迭绕组来说，$\frac{a}{p}=m$（绕组重数）；对单波绕组来说，$\frac{a}{p}=\frac{1}{p}$；对复波绕组来说，$\frac{a}{p}=\frac{m}{p}$。

四、电抗电势及换向磁场图

前面我们已经推证了换向元件自感量及互感量的计算方法。在得出了L和M之后，换向元件的电抗电势便可写为

$$e_r=(L+M)\frac{di}{dt}$$

在具体计算时，我们通常都假定是按直线换向的，即换向元件中的电流将从$+i_a$线性地转换到$-i_a$，所以上式即可写成

$$e_r=(L+M)\frac{2i_a}{T}$$

必须注意到，当虚槽数u_s大于1时，除去L和M的数值不同(扁平放置的导体最为明显)而使槽内各元件的电抗电势不同之外，对某一元件来说，由于其它元件对之产生互感作用的时间不同，亦使其电抗电势e_r不是一个恒值，而是对换向时间或对换向带位置的函数。为力图表示出该一函数关系，通常应用绘制电抗电势图的方法。关于这个方法，我们可用两个例子加以说明。

例1. 如图10—29所示迭绕组，整距$\left(y_1=\frac{K}{2p}\right)$，$w_s=3$，$\gamma=2.5$。

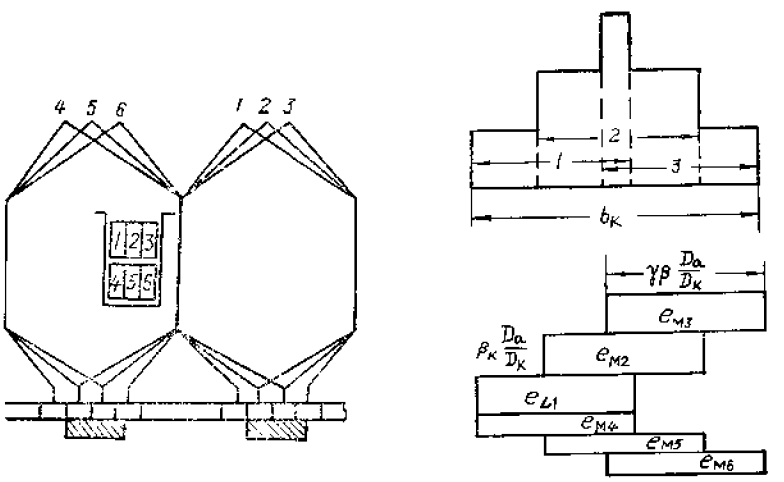


图10—29 整距迭绕组的电抗电势图

我们可以只看元件1左边的槽子，这个槽中包含了元件1、2、3的顶层导体和元件4、5、6的底层导体。因为是整距绕组，所以上下层导体，如1和4等将同时被电刷短路，又因$\gamma=2.5$，所以最多同时被短路的有上层3个元件边，下层3个元件边。由$t=0$开始，先有1和4被短路，此时导体1的自感电势可取为整个元件的一半，即$e_{L_1}=\frac{1}{2}L\frac{2i_a}{T}$，

而4对1的互感电势亦为整个元件的一半，即 $e_{M4}=\frac{1}{2}M\frac{2i_a}{T}$。当电刷移过一片时，除1、4之外、还有2、5被短路，对导体1将产生相应的互感 e_{M2}及e_{M5}，电刷再移过一片时，3与6进入短路，又产生相应的互感电势e_{M3}，e_{M6}。在这里，$e_{M2}=e_{M3}=e_{L1}$，$e_{M4}=e_{M5}=e_{M6}$。将以上各电势依次用方块画出并叠加之，即可得所谓电抗电势图，如图10—29之阶梯状曲线所示。

图中由虚线所划分的面积1、2、3即分别代表了导体1、2、3（也代表了4、5、6）的电抗电势变化曲线。也就是说，整个图形包括了槽内各导体的电抗电势变化曲线，它又以一定比例代表了槽内换向元件的漏磁场．故也称之为槽磁场图。

例2．送绕组、短距$\varepsilon_K=1.5$片，其它参数同上例，即 $u_c=3$，$\gamma=2.5$，如图10—30所示。

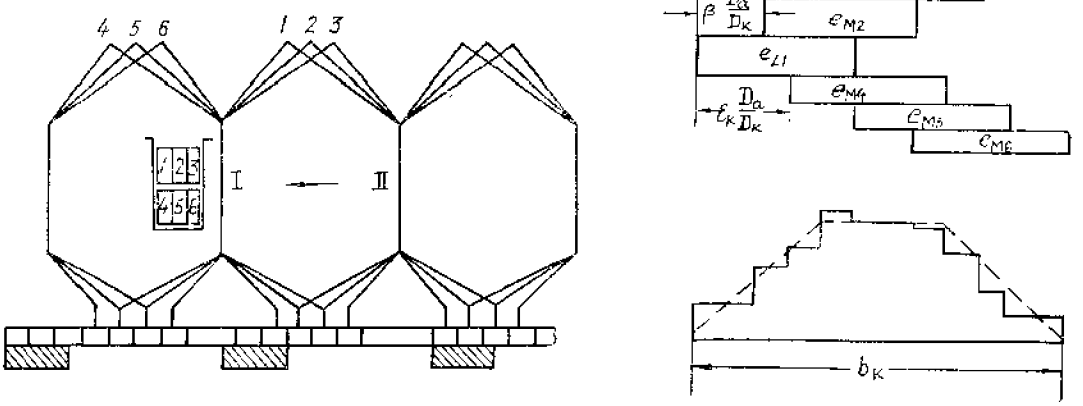


图10—30 短距送绕组的电抗电势图

我们仍看左边的槽子，由于短距，导体4不再与1同时短路，而是比1推迟了$\varepsilon_K=1.5$片，因此e_{M4}将较e_{L1}推迟一段距离$e_K\frac{D_a}{D_K}$。按此，可画出其电抗电势图，如图10—30之阶梯状曲线所示。

在这里，应当注意一下，对元件1的右边槽子Ⅱ来说，元件4、5、6是较1、2、3提前e_K进入换向的，按此画出的电抗电势图，其左、右阶梯边将与槽Ⅰ在刚好反一个位置，而实际上是可视为相同的。

如果由换向极所产生的换向电势e_w与上述e_r的变化曲线相同而符号相反、则可获得满意的直线换向。而e_w是正比于换向极的磁通密度B_w的，要使B_w作完全类似于e_r的阶梯状分布实际上是不可能的。固然，可以采用在图10—30中用虚线所画的光滑梯形来代替上述的阶梯形，但这在实际上也是存在困难的，因为，它必须调整换向极气隙并使极靴有适当的形状。在仔细的计算中，可以描绘换向极的磁场图加以分析。

通常换向极是用平的极靴面的，在决定换向极磁通密度时，可以应用换向元件（或导体）电抗电势的平均值。但必须注意，这不是指上述阶梯形在b_K范围内的平均值，而是取槽内各个导体（或元件）电抗电势的总平均值，即将图10—29中用虚线所划分面积1、2、3变换成以$\gamma\beta_K\frac{D_a}{D_K}$为底的矩形，然后取它们的平均高度。

在这里，附带比较一下图10—29和10—30的电抗电势图形，可以明显看出，采用短距绕组之后，由于槽内上、下层导体不再同时换向，从而使电抗电势数值降低，且波形亦得改

善，因而对电机的换向是有利的。但是，短距 ε_K 的数值不能太大，否则将使换向带加长，需要较宽的换向极，从而导致漏磁增加，这对换向则是不利的。

五、电抗电势的简化计算

前述绘制电抗电势图的方法，给出了电抗电势沿换向周期（或换向带）的变化规律，使设计有一个较清晰的概念。但是，这一方法应用起来常嫌复杂。为了实用的目的，在工程上往往采用简化的计算方法。这个方法所给出的实际是在换向周期内电抗电势的平均值，一般认为，其值偏低。但是，在确定换向极匝数时适当予以加大（譬如较计算值提高0.5～1匝），一般都能符合实际情况，因而得到较广泛采用。该方法所用的计算公式推导如下：

设在换向周期内，槽的漏磁通由 $+\Phi_s$ 变为 $-\Phi_s$，即变化量 $\Delta\Phi = 2\Phi_s$。因为电枢元件分布在两个槽内，故漏磁通的总变化量为 $d\Phi = 4\Phi_s$。而 Φ_s 可表示为

$$\Phi_s = F_s \lambda l_a = (2i_a u_s w_s)\lambda_N l_a$$

式中 F ——槽中电流容量，安；

λ_N ——归算到铁芯单位长度的槽及端接部分的磁导率；

l_a ——电枢铁芯长度，厘米。

电抗电势可表示为

$$e_r = \frac{d\Phi}{dt} w_s \times 10^{-8}$$

代入

$$d\Phi = 4\Phi_s \text{及}$$

$$dt = T_K = \frac{b_K}{100 v_a}$$

即得

$$e_r = \frac{4(2i_a u_s w_s)\lambda_N l_a}{b_K} \cdot 100 v_a w_s \times 10^{-8}$$

$$= \frac{8 i_a u_s w_s^2 \lambda_N l_a v_K}{\beta_K \left(\gamma + u_s + \varepsilon_K - \frac{a}{p}\right)} \times 10^{-8} \quad \text{（伏）} \qquad (10—115)$$

式中 v_K ——换向器圆周速度，米/秒。

磁导率 λ_N 为以下各部分的磁导率之和，即

$$\lambda_N = \lambda_{s1} + \lambda_{s2} + \lambda_e + \lambda_r \qquad (10—116)$$

λ_{s1} 为槽内导体上面部分的磁导率，其值为

$$\lambda_{s1} = 0.4\pi k_a \frac{B}{b_s} \qquad (10—117)$$

式中 k_a ——由于电枢铁芯上面使用磁性绑线而使磁导增加的系数。当采用磁性绑线时，$k_a \approx 2$；当采用槽楔时，$k_a = 1$。

λ_{s2} 为槽内沿铜高部分的磁导率，其值为

$$\lambda_{s2} = 0.4\pi k_t \frac{A}{3b_s} \qquad (10—118)$$

式中系数 k_t 是考虑到换向过程中，由于电流挤向导体上部的影响而使漏磁通减少的系数。对高于10毫米的导体，k_t 可取为0.85；对5～10毫米高的导体，k_t 取为0.92；对高度小于5毫米的导体 k_t 近似为1。式中有关尺寸参见图10—31。

λ_e 是齿顶的磁导率，其值为

$$\lambda_c = 0.4\pi \frac{b_w - b_s}{4k_{\delta w}\delta_w} \qquad (10—119)$$

λ_r是端接部分的磁导率，当采用磁性钢丝时

$$\lambda_r = 0.08 \times 0.4\pi \frac{\tau^2}{l_a h_Z} \qquad (10—120)$$

当采用非磁性绑线时

$$\lambda_r = 0.37 \times 0.4\pi \frac{l_r}{l_a} \lg\left(1 + \frac{\pi\tau}{4h_Z}\right) \qquad (10—121)$$

我国生产的牵引电动机，已大都采用无纬玻璃丝带绑扎，计算时应用式10—121。

这里，附带说明一下，当换向带近似等于槽距t_1时，不难看出，式(10—115)即可写成

$$e_r = 4l_a w_s A \lambda_N v_a \times 10^{-8} \quad (伏) \qquad (10—122)$$

式中 A——线负载。

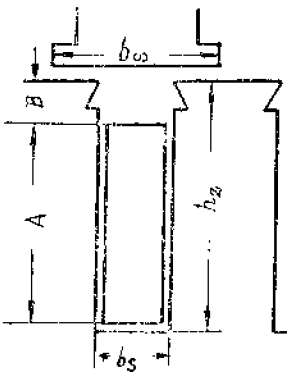


图10—31 简化计算电抗电势时的有关尺寸图

该式较清楚地表明了e_r与A、v_a及λ_N的正比关系，从换向的角度说明了线负载和电枢圆周速度不宜选取过高的原因。该式可用于换向的近似估算和分析比较。

六、换向极磁势及绕组的计算

换向极应在换向区建立一个磁场，使之在换向元件内感应出一个换向电势e_w，其数值和电抗电势相等而方向相反，以抵消电抗电势，保证良好的换向。为此，换向极磁场应有一定的数值和极性，其磁通密度B_w的分布则应尽可能接近于电抗电势的曲线图形，这就是换向极计算的基本出发点。

（一）换向极极芯和激磁磁势的确定

首先选择换向极极靴的宽度，它应使归算到电枢圆周的换向带位于换向极磁场的范围内。考虑到所谓边缘效应，极靴宽度可按下式取定，即

$$b_w = b_K - 3\delta_w \qquad (10—123)$$

式中 b_K——换向带宽，厘米；

δ_w——换向极下的空气隙（厘米），一般取值较主极空气隙大0.5～2毫米。

实际上，b_w有时取为齿距t_1的1.2～1.5倍。而较精确的数值应通过描绘换向极磁场图来确定。

为了抵消电抗电势，换向极下的磁通密度应为

$$B_w = \frac{e_r \times 10^8}{2w_s l_a v_a} \quad (高斯) \qquad (10—124)$$

当采用第二气隙时，换向极总激磁磁势一般可按下式计算．即

$$F_w = F_{ar} + F_{\delta w} + \frac{1}{\mu_0} B_{mw}\delta_s \frac{b_{mw}}{b_{mw} + 3\delta_s} \qquad (10—125)$$

式中 $F_{ar} = \frac{A\tau}{2}$，每极的电枢反应磁势；在有补偿绕组时该项应为$\frac{A\tau}{2}(1-\alpha)$；

$F_{\delta w}$——第二空气隙的磁势

$$F_{\delta w} = 0.8 B_w K' k_{\delta w}\delta_w; \qquad (10—126)$$

$k_{\delta w}$——换向极的气隙系数；

K'——加工不精确系数，按图10—19曲线查取；

B_{mw}——换向极极芯的磁通密度，高斯；

δ_s——在机座处的所谓换向极第二空气隙（非磁性垫片），一般取为 2 ～ 5 毫米；

b_{mw}——换向极极芯宽度(见图10—32)，厘米。

换向极极芯的磁通密度，在额定情况下，不应大于 8000～10000 高斯，可用下式计算，即

$$B_{mw}=B_w\sigma_w\frac{b_w+3\delta_w}{b_{mw}}\cdot\frac{l_a}{l_{mw}} \tag{10—127}$$

式中 l_{mw}——换向极极芯长度（厘米），一般取$l_{mw}=l_a$；

σ_w——换向极漏磁系数，其值为

$$\sigma_w=1+\frac{\Phi_\sigma}{\Phi_w}=1+\frac{(F_{ar}+F_{\delta w})\lambda_\sigma}{B_w(b_w+3\delta_w)}\cdot\frac{l_a+l_{mw}}{2l_a} \tag{10—128}$$

其中 λ_σ——换向极漏磁磁路的磁导率，可取为

$$\lambda_\sigma=0.4\pi\frac{0.8h_w}{s} \tag{10—129}$$

其中 h_w——换向极极身高度，厘米；

s——换向极与主极极靴尖之间的距离（见图10—32），厘米。

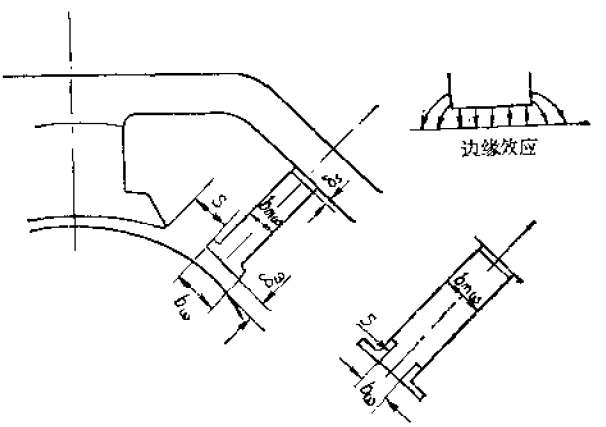


图10—32 换向极极芯尺寸图

在牵引电动机中，换向极大都是用磁性的钢螺栓固定于机座上的。在有第二气隙的情况下，这也是完全可以允许的，因为螺栓的有效面积通常只占磁极铁芯截面的 5 %左右，在很小的电流下螺栓即达饱和，故其影响是很小的。若计及这一影响，可作如下推导：

穿过螺栓的磁通为

$$\Phi_b\approx0.5m_b\frac{\pi}{4}d_b^2B_b$$

式中 m_b——螺栓的数目；

d_b——螺栓直径，厘米；

0.5——经验修正系数。

设螺栓占铁芯截面的 5 %，第二气隙的磁导率（单位磁极长度）等于

$$\lambda_s\approx\mu_0\frac{b_w+3\delta_s}{\delta_s}\times0.95$$

螺栓的磁导率

$$\lambda_b=\frac{\Phi_b}{l_{mw}F_{\delta s}}$$

式中 $F_{\delta s}$——第二气隙所需磁势。

总磁导率

$$\Sigma\lambda=\lambda_s+\lambda_b$$

因此

$$F_{\delta s}=\frac{\Phi_w+\Phi_s}{\Sigma\lambda l_{mw}}$$

或者

$$F_{\delta s}=\frac{B_{mw}b_{mw}l_{mw}}{\mu_0\frac{b_{mw}+3\delta_s}{\delta_s}0.95+\frac{\Phi_b}{l_{mw}F_{\delta s}}}$$

解该方程式即得

$$F_{\delta s}=\frac{1}{\mu_0}B_{mw}\delta_s\frac{b_{mw}}{b_{mw}+3\delta_s}1.05-\frac{\Phi_b}{l_{mw}\lambda_s}$$

由于螺栓之磁通密度$B_b\approx25000$高斯时即达饱和限度，故可写成

$$F_{\delta s}=\frac{1}{\mu_0}B_{mw}\delta_s\frac{b_{mw}}{b_{mw}+3\delta_s}1.05-\frac{m_b{d_b}^2\times10^4}{l_{mw}\lambda_s}\qquad(10—130)$$

于是，在有第二气隙和磁性螺栓的情况下，所需的换向极总磁势即为

$$F_w=F_{ar}+F_{\delta w}+\frac{1.05}{\mu_0}B_{mw}\delta_s\frac{b_{mw}}{b_{mw}+3\delta_s}-\frac{m_b{d_b}^2\times10^4}{l_{mw}\lambda_s}\qquad(10—131)$$

当电动机有补偿绕组时，上式之 F_{ar}项应为$\frac{A\tau}{2}(1-\alpha)$。

（二）换向极绕组匝数及导体尺寸的确定

求出了换向极的总激磁磁势之后，换向极绕组匝数即为

$$W_w=\frac{F_w}{I_N}\qquad(10—132)$$

为使电机在一定的过载范围内仍能正常换向，在计算时常取W_wI_N略大于F_w，即在额定情况下，换向极是过补偿的。对换向极磁路较饱和的电机，尤其要注意这一点。

换向极绕组导线的截面由下式计取，即

$$q_w=\frac{I_N}{j_w}\quad(\text{毫米}^2)\qquad(10—133)$$

电流密度 j_w 按不同的绝缘等级可取与主极绕组大致相同的数值。导线规格按附表 1 查取，因其线圈均采用扁绕方式，故所选导体长宽尺寸应考虑到如前所述的扁绕工艺条件。

换向极线圈的绝缘结构及尺寸，亦按主极类似情况计取。

换向极线圈尺寸大致确定之后，可在前面所画磁路图的基础上，添绘主极、换向极线圈的布置尺寸图形，在保证主极、换向极间留有适当通风间隙的前提下，可通过两者导体尺寸的适当选择，使所设计的电机外径尺寸达到最小。

换向极线圈导体的每匝长度可通过画图算出，作为近似值可取为

$$l_w=2l_{mw}+\pi(b_{mw}+b)$$

式中 b ——导体宽度。

换向极绕组导体的总展开长度为

$$\Sigma l_w=2pW_wl_w\times10^{-2}\quad(\text{米})\qquad(10—134)$$

其电阻为

$$R_w=\frac{\Sigma l_w}{57q_w}(1+0.004\theta)\quad(\text{欧})\qquad(10—135)$$

绕组铜的重量为

$$G_u = 8.9 q_u \Sigma l_w \times 10^{-3} \quad (公斤) \tag{10—136}$$

七、换向极磁化特性的计算

计算换向极磁化特性$B_w = f(I)$的目的在于，借助于它可以判断电机在多大的负载范围内能够基本上保证正常的换向。该特性曲线的形状大致如图10—33所示，它的求取只能用逐步渐近的方法。

首先取额定电流I_N并按式（10—124）计算出相应的B_w值作为基础。该点以下的那部分磁化特性应是一段直线，因为为了保证一定的过载能力，换向极铁芯的磁通密度在额定电流下已取了不大于8000～10000高斯的数值。

当计算特性弯曲部分时，必须考虑到由于饱和的关系，换向极及机座中所消耗的磁势已不能忽略不计，因此，换向极的总磁势为

$$F_w = F_{ar} + F_{\delta w} + F_{\delta s} + F_{mw} + F_j' \tag{10—137}$$

式中 F_{mw}——换向极铁芯所需磁势；

F_j'——机座轭中所需磁势。

计算曲线部分上的各点是按以下方法进行的：首先假定选取某一B_w值，同时给出与之对应的电流值。根据该电流计算F_{ar}，再由所取B_w按式(10—126)计算出$F_{\delta w}$，并按式(10—130）计算出$F_{\delta s}$。在确定换向极铁芯磁势F_{mw}时，应先按式（10—127）求出B_{mw}，据此在换向极钢的磁化曲线上找出相应的磁场强度H_{mw}。于是

$$F_{mw} = H_{mw} h_w \tag{10—138}$$

最后，应计算换向极磁通通过机座所需的换向磁势F_j'。因为机座中主极和换向极的磁通在不同的象限中或者是相加，或者是相减。当机座中的磁通密度大于15,000高斯时，附加的磁势损失将不能忽略不计。确定这部分附加磁势应根据图10—34所示机座磁通密度B_j与附加磁场强度H_j'的关系曲线进行计算

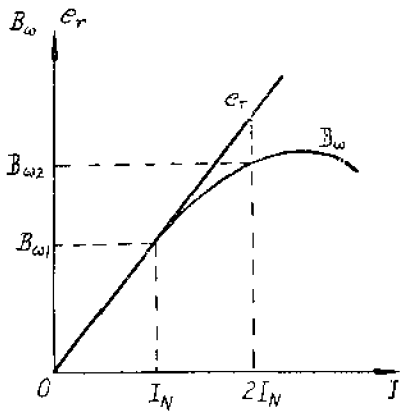


图10—33 换向极的磁化特性曲线$B_w = f(I)$

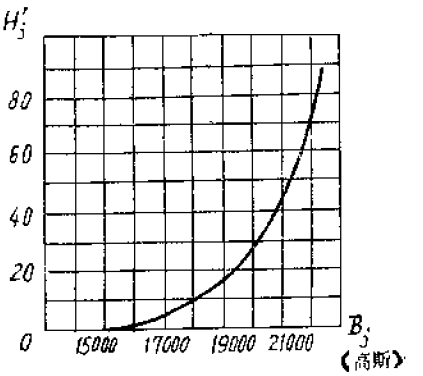


图10—34 机座磁通密度B_j与附加磁场强度H_j'的关系曲线

$$F_j' = H_j' L_j \tag{10—139}$$

因此，换向极的磁化电流为

$$I_w = \frac{F_{ar} + F_{\delta w} + F_{\delta s} + F_{mw} + F_j'}{W_w} \tag{10—140}$$

或
$$I_a=\frac{F_{\delta w}+F_{\delta s}+F_{mw}+F_j'}{W_w-W_a'} \tag{10—141}$$

式中 W_w——换向极线圈的匝数；

W_a'——每极电枢绕组的匝数，即

$$W_a'=\frac{N}{8ap}。$$

如果所求得的I_a大于原来给定的电流值I，则应减小所假定的B_w值重新计算。如果所得的I_a值小于I，则加大B_w重新计算。依此逐点渐近的方法即可求出足够精确的换向极全部磁化特性曲线。

八、换向器电位特性计算

实践证明，换向器的环火与换向器上的电位情况、换向器片间电压及换向器圆周上每厘米电压最大值的分布情况有关。

当电机有负载时，极距内每一点的磁势将由下式决定，即

$$F_x=F_{\delta Z}\pm F_{ar}\frac{2x}{\tau} \tag{10—142}$$

式中 $F_{\delta Z}$——气隙、齿和电枢轭的磁势；

F_{ar}——电枢反应磁势；

x——所讨论点的横坐标，由主极轴线算起。

此磁势决定该点的磁通密度，因而决定了换向片间电压的数值。有了极距下不同点（不同的气隙值）的磁化特性，便可找出这些电压。然而由于主极尖的饱和，却使计算困难而不准确。

但是，对于牵引电动机来说，在削弱磁场下的高速运行乃是换向方面最危险的情况，与此相应的磁路状态恰可略去饱和的影响，从而使片间电压的计算变得较为简单和准确。

实际上只有计算磁场畸变最大的区域，即电动机后刷边部分才是有意义的，在这个区域内任何一点的片间电压可以表示为

$$\Delta U_{Kx}=\frac{\Delta U_K}{\alpha}\left[1+\frac{F_{ar}}{F_{\delta Z}}\left(\frac{2x}{\tau}\right)\right]\frac{\delta_e}{\delta_x} \tag{10—143}$$

式中 $\Delta U_K=\frac{2pU_N}{K}$，平均片间电压，伏；

α——极弧系数；

δ_e——计算气隙，厘米；

δ_x——x点的气隙值，厘米。

对于偏心气隙来说，δ_x的数值可表示为

$$\delta_x=\delta_0\left[1+\left(\frac{2x}{\alpha\tau}\right)^2\left(\frac{\delta_p}{\delta_0}-1\right)\right] \tag{10—144}$$

换向器圆周上每厘米的电压为

$$e_x=\frac{\Delta U_{Kx}}{\beta_K} \tag{10—145}$$

式中 β_K——换向片距，厘米。

根据以上诸式，即可算出换向片间电压分布曲线$\Delta U_{Kx}=f(x)$及换向器圆周上的电压分布曲线$e_x=f(x)$。计算时可列表如下：

换向器片间电压及其圆周上电压分布的计算表　　表10—5

$\frac{2x}{\tau}$	α	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1	0	-0.1	-0.2
δ_x										
ΔU_{Kx}										
e_x										

电位特性曲线即某一换向片到固定的电刷处的电位差，相当于对 ΔU_K 的积分。我们希望有比较倾斜的而不是陡直的电位特性，且最大片间电压应远离电刷的后刷边。同时，实践证明，ΔU_{Kx}及e_x的最大值应限制在以下范围内：

$\Delta U_{Km}\leqslant$35、40、45伏（分别对应于0.8、1.0、1.5毫米的片间绝缘）；

$e_m\leqslant$80～90伏/厘米，该条件主要是对 β_K较小的电机的限制条件，因为β_K 较小时，即使ΔU_{Km}不大，e_m之值也会较大。

§10—9　损耗及效率计算

按照损耗产生的原因和性质，牵引电动机的损耗可分为电损耗、磁损耗、机械损耗和附加损耗四种。在电机设计中，对前面三种损耗可用足够精确的理论和经验公式来确定。但在电枢导体、枢芯钢片、极靴等处产生的附加损耗却很难精确计算，也不易直接测定，有一些来自经验的近似计算公式，大都比较繁杂，一般不予采用，而通常以估算的办法来确定。下面介绍各种损耗的计算方法。

1. 电损耗p_c。

电损耗又称为铜耗，包括所有绕组中的基本铜耗及换向器电刷的接触电阻损耗。

各绕组的基本铜耗为

$$p_r=I_a^2(R_a+R_m+R_w)\quad\text{（瓦）}\qquad(10—146)$$

式中　R_a、R_m、R_w分别为归算到标准参考温度的电枢、主极和换向极电阻，若有补偿绕组时，还应计入其相应的电阻R_K。

电刷接触电阻的损耗，由于接触电阻本身不是常数，而采用下式计算，即

$$p_b=\Delta U I_a\quad\text{（瓦）}\qquad(10—147)$$

式中　ΔU为正、负一对电刷的总接触电压降，不同牌号的电刷有不同的数值，可从电刷的技术性能表（附表5）查出，牵引电机计算中一般取为2伏或3伏。

总的电损耗为

$$p_{Cu}=p_r+p_b=I_a^2\left(R_a+R_m+R_w+\frac{\Delta U}{I_a}\right)\quad\text{（瓦）}\qquad(10—148)$$

2. 磁损耗p_F。

磁损耗又称铁耗，是指主磁通在铁芯磁路中所产生的损耗。对直流电机来说，仅电枢芯由于旋转而产生磁损耗。

电机空载时的磁损耗按下式计算，即

$$p_{Fe}=K_{Fe}(p_ZG_Z+p_aG_a)\quad\text{（瓦）}\qquad(10—149)$$

式中　K_{Fe}——由试验得出的损耗系数，对不同牌号和厚度的硅钢片有不同的数值，如0.5

毫米厚的D_{21}硅钢片，其$K_{fe}=2.5$。

G_z——电枢齿部的重量

$$G_z=0.94l_a\left(h_z\frac{b_{z1}+b_{z2}}{2}\right)Z\times7.8\times10^{-3}\ (\text{公斤}) \qquad (10—150)$$

G_a——电枢铁芯轭部的重量

$$G_a=\frac{\pi}{4}[(D_a-2h_z)^2-D_1^2-md_a^2)l_a]\times0.94\times7.8\times10^{-3}\ (\text{公斤}) \qquad (10—151)$$

p_z——电枢齿中的单位损耗

$$p_z=\left[0.044f+5.6\left(\frac{f}{100}\right)^2\right]\left(\frac{B_{z\frac{1}{3}}}{10000}\right)^2\ (\text{瓦/公斤}) \qquad (10—152)$$

p_a——电枢轭部的单位损耗

$$p_z=\left[0.044f+5.6\left(\frac{f}{100}\right)^2\right]\left(\frac{B_a}{10000}\right)^2\ (\text{瓦/公斤}) \qquad (10—153)$$

其中 $f=\frac{pn}{60}$——电枢交变磁化的频率，赫。

式（10—152）及（10—153）中，第一项表示的是磁滞损耗，第二项是涡流损耗。

电机负载时，由于电枢反应引起的磁场畸变，将使铁耗有所增加，该增加部分将计入附加损耗中去。

2. 机械损耗p_m

（1）电刷摩擦损耗p_{mb}

$$p_{mb}=9.81\varphi F_b v_K\Sigma S_b\ \ (\text{瓦}) \qquad (10—154)$$

式中 φ——换向器与电刷间的摩擦系数，可据电刷牌号由附表5查得；

v_K——换向器圆周速度，米/秒；

ΣS_b——全部电刷的面积，$\Sigma S_b=2pS_b$，厘米^2；

F_b——电刷上的单位压力(公斤/厘米^2)，对于抱轴式悬挂的电动机取为0.25～0.40，对架承式悬挂的电动机取为0.18～0.25；对于地下或地上电动车组的电动机取为0.25～0.35。

在电动车组中，虽然采用了架承式悬挂，减轻了来自车辆簧下部分的动力作用，但是由于电动机经常反向运转，不利于电刷工作，因而电刷压力取较大的数值。

（2）轴承摩擦损耗p_n

根据经验，一般用电机额定功率的百分数表示，同时与转速有关，对于滚动轴承可表示为

$$p_n=0.002P_N\left(\frac{n}{n_N}\right)^{1.5} \qquad (10—155)$$

（3）通风损耗p_v

只是自通风的牵引电动机计及该项损耗，其数值为

$$p_v=\frac{9.81QH}{\eta_b}\ \ (\text{瓦}) \qquad (10—156)$$

式中 $\eta_b=0.1$，自通风器的效率；

Q——电动机的通风空气量，米^3/秒；

H——通风空气的压力，公斤/米^2。

总机械损耗为

$$p_{\Omega}=p_{\mu b}+p_{n}+p_{v} \qquad (瓦) \qquad (10—157)$$

4. 附加损耗p_{Δ}

附加损耗又称杂散损耗，产生附加损耗的原因很多，主要有以下几种：

（1）换向电流在导体中产生的损耗；

（2）槽内横向磁场在导体中引起的涡流损耗；

（3）由于齿槽引起的磁通脉振，在枢芯和极靴表面产生的附加损耗；

（4）由于电枢反应所造成的磁场畸变而引起的附加铁耗；

（5）电枢采用磁性钢丝绑扎时，在钢丝中所产生的损耗。

逐项计算以上附加损耗将十分繁杂而难于准确，牵引电机设计中一般以空载铁耗的百分数来确定附加损耗的数值，如表10—6所示。

牵引电动机的附加损耗系数　　表10—6

电流I_N%	20	60	80	100	130	160	200
附加损耗系数 K_{Δ}	0.22	0.23	0.26	0.30	0.38	0.48	0.65

以上各部分损耗在额定状态下的数值相加，即得电机额定状态下的总损耗

$$\Sigma p_N=p_{Cu}+p_{Fe}+p_{\Omega}+p_{\Delta} \qquad (10—158)$$

于是，牵引电动机在额定状态下的效率为

$$\eta_N=\frac{U_N I_N-\Sigma p_N}{U_N I_N} \qquad (10—159)$$

§10—10 特性曲线的计算与绘制

1. 空载磁化曲线$\Phi=f(F_0)$

在空载磁路计算中，已经求出磁路各段尺寸，并得出在气隙中产生额定磁通量Φ_N所需要的磁势F_0。

为了计算电机的空载磁化曲线，通常给出额定磁通Φ_N及其左右的某些数值(如$0.6\Phi_N$、$0.75\Phi_N$、$0.9\Phi_N$、$1.0\Phi_N$、$1.1\Phi_N$、$1.2\Phi_N$等六个数值)，求出相应于这些磁通的磁势，计算顺序可按表10—7进行：

在低饱和电机中，还应增加磁通为$1.5\Phi_N$的计算点。对于脉流牵引电动机应绘制固定削弱磁场时的磁化曲线。依据表10—7计算的数值在坐标纸上绘出空载磁化曲线$\Phi=f(F_0)$。

2. 速度特性$n=f(I_a)$

在直流和脉流牵引电动机中应绘制其额定电压下，各个磁场削弱级的速度特性。电机之转速为

$$n=\frac{U-I\Sigma R}{\frac{pN}{60a}\Phi}\times 10^8=\frac{U-I\Sigma R}{C_e\Phi}\times 10^8 \qquad (转/分) \qquad (10—160)$$

式中　$\Sigma R=R_a+R_m+R_w+\frac{\Delta U}{I_a}$。

计算时可按表10—8所列各电流点的顺序进行。

空 载 磁 化 曲 线 计 算 表　　表10—7

顺序	磁路名称	磁路尺寸 截面	磁路尺寸 长度	$0.6\Phi_N$ B	$0.6\Phi_N$ H	$0.6\Phi_N$ F	$0.75\Phi_N$ B	$0.75\Phi_N$ H	$0.75\Phi_N$ F	$0.9\Phi_N$ B	$0.9\Phi_N$ H	$0.9\Phi_N$ F	$1.0\Phi_N$ B	$1.0\Phi_N$ H	$1.0\Phi_N$ F	$1.1\Phi_N$ B	$1.1\Phi_N$ H	$1.1\Phi_N$ F	$1.2\Phi_N$ B	$1.2\Phi_N$ H	$1.2\Phi_N$ F
1	齿																				
2	电枢轭部																				
3	空气隙																				
4	极　芯																				
5	机座轭																				
6	出　口																				
7	F_δ																				

速 度 特 性 计 算 表　　表10—8

I_a/I_N	I_a	$I_a\Sigma R$	E	$\beta I_a W_m$	K_{ar}	F_δ	$\Phi\times10^8$	$C_e\Phi\times10^6$	n
0.25									
0.5									
0.75									
1.0									
1.25									
1.5									
2.0									

表中K_{ar}为电枢反应去磁系数。F_δ所代表的空载磁势，由下式算出，即

$$F_\delta=\beta I_a W_m-K_{ar}F_{ar}$$

式中　β——磁场削弱系数，满磁场时$\beta=1$；

F_{ar}——电枢反应磁势，其值为

$$F_{ar}=\frac{I_a}{I_N}F_{arN}=\frac{I_a}{I_N}\cdot\frac{A\tau}{2}$$

其中　$F_{arN}=\dfrac{A\tau}{2}$——额定状况下每极的电枢反应磁势。

3．　效率特性$\eta=f(I_a)$

要确定不同负载（可取0.25，0.5，0.75，1.0，1.5及$2I_N$等六个数值）时的效率，首先应计算相应于这些负载下的损耗。

电损耗可由下式确定

$$p_{Cu}=I_a^2\Sigma R+\Delta U I_a\quad(瓦)\qquad(10—161)$$

磁损耗和附加损耗为

$$p_{Fe}+p_\Delta=(1+K_\Delta)p_{Fe}\quad(瓦)\qquad(10—162)$$

不同负载下的摩擦损耗和通风损耗与电枢的转速有关，可根据额定状况下的损耗分别用以下公式计算：

电刷摩擦损耗

$$p_{\mu b}=\left(\frac{n}{n_N}\right)p_{\mu bN} \tag{10—163}$$

轴承摩擦损耗

$$p_{\mu}=\left(\frac{n}{n_N}\right)^{1.5}p_{\mu N} \tag{10—164}$$

通风损耗

$$p_v=\left(\frac{n}{n_N}\right)^{3}p_{vN} \tag{10—165}$$

以上各式中n_N为额定转速，n为各相应负载下的转速，$p_{\mu bN}$、$p_{\mu N}$、p_{vN}各为额定状况下的电刷摩擦、轴承摩擦及通风损耗。

对于独立通风的牵引电动机，则没有p_v一项。

计算时，可按表10—9所列顺序进行。

效率特性计算表　　表10—9

I_d	$0.25I_N$	$0.5I_N$	$0.75I_N$	$1.0I_N$	$1.5I_N$	$2.0I_N$
n						
n/n_N						
p_{Cu}						
$p_{Fe}+p_{\Lambda}$						
$p_{\mu b}$						
p_{μ}						
p_v						
Σp						
UI_d						
η						

4. 转矩或牵引力特性

电动机轴上的转矩等于

$$M=975\frac{UI\eta}{n}\times10^{-3}\quad(\text{公斤·米}) \tag{10—166}$$

在额定电压下，利用前面表10—8和10—9所确定的n及η值，即可算出不同负载电流时的转矩M，从而得出转矩特性$M=f(I_d)$。

如果需要表示为牵引力特性$F_K=f(I_d)$，则可按下式算出轮缘上的牵引力

$$F_K=0.367\frac{UI\eta_0}{V}\quad(\text{公斤}) \tag{10—167}$$

式中　V——机车速度，公里/小时；

η_0——考虑齿轮传动后的效率，即

$$\eta_0=\eta-\frac{p_Z\%}{100}。 \tag{10—168}$$

牵引电动机的齿轮传动损耗$p_Z\%$可按表10—10取定。

以上计算可列成表10—11。

最后、将算出的各特性曲线绘于同一坐标纸上，如图10—35所示。

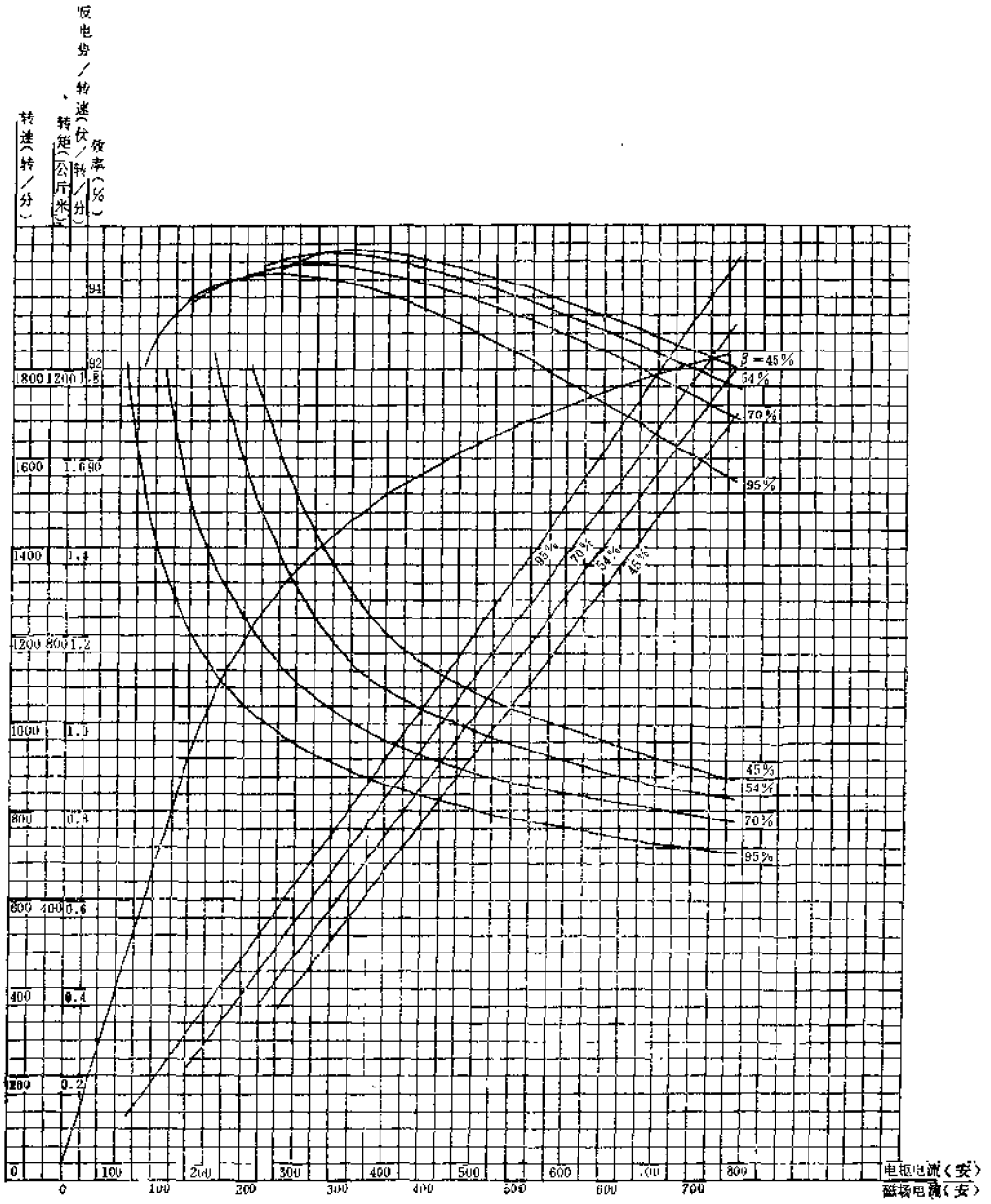


图10—35 牵引电动机的特性曲线

齿 轮 传 动 损 耗 表 表10—10

I_d/I_N	0.25	0.3	0.4	0.5	0.6	0.75	1.0	1.25	1.5	2.0
p_z%	8.5	6.7	4.4	3.2	2.7	2.5	2.5	2.7	3.0	3.5

牵引电动机的特性曲线表　　表10—11

I_a	n	η	M	V	F_K
$0.25I_N$					
$0.5I_N$					
$0.75I_N$					
$1.0I_N$					
$1.25I_N$					
$1.5I_N$					
$2.0I_N$					

§10—11　通风及发热计算

通风计算的任务在于：计算电机冷却所必须的通风量Q，拟定合理的风道截面，计算风道阻力，确定通风压力H。对独立通风的电机来说，可由Q和H确定通风机的容量，选定通风机的型号；对自通风的电机，则按照Q和H的要求，设计出合适的内装通风器。

发热计算的主要任务是确定电机有效部分的发热温度，由之核算电机的持续或小时定额。

关于通风发热方面的计算原理在前面第八章中已作了叙述，在此不再说明。但应当指出，在发热计算之后，若发现电机温升超过允许值，可以设法提高通风量。但过分增加通风量Q，将导致通风机的容量迅速增大而散热效果却不显著。此时，则应修改设计参数，使电机发热控制在规定的范围内。

扇线的标称尺寸及计算截面

附表 1

s(毫米²) \ a(毫米) / b(毫米)	0.80	0.85	0.90	0.95	1.00	1.06	1.12	1.18	1.25	1.32	1.40	1.50	1.60
2.00	1.463	1.545	1.626	1.706	1.785	1.905	2.025	2.145	2.285	2.425	2.585		
2.12	1.559	—	1.734	—	1.905	—	2.160	—	2.435	—	2.753		
2.24	1.655	1.749	1.842	1.934	2.025	2.159	2.294	2.428	2.585	2.742	2.921	3.145	3.369
2.36	1.751	—	1.950	—	2.145	—	2.428	—	2.735	—	3.089	—	3.561
2.50	1.863	1.970	2.076	2.181	2.285	2.435	2.585	2.735	2.910	3.085	3.285	3.535	3.785
2.65	1.983	—	2.211	—	2.435	—	2.753	—	3.098	—	3.495	—	4.025
2.80	2.103	2.225	2.346	2.466	2.585	2.753	2.921	3.089	3.285	3.481	3.705	3.985	4.265
3.00	2.263	—	2.526	—	2.785	—	3.145	—	3.535	—	3.985	—	4.585
3.15	2.383	2.523	2.661	2.799	2.935	3.124	3.313	3.502	3.723	3.943	4.195	4.510	4.825
3.35	2.543	—	2.811	—	3.135	—	3.537	—	3.973	—	4.475	—	5.145
3.65	2.703	2.862	3.021	3.179	3.335	3.548	3.761	3.974	4.223	4.471	4.755	5.110	5.465
3.75	2.863	—	3.201	—	3.535	—	3.985	—	4.473	—	5.035	—	5.785
4.00	3.063	3.245	3.426	3.606	3.785	4.025	4.265	4.505	4.785	5.065	5.385	5.785	6.185
4.25	3.263	—	3.651	—	4.035	—	4.545	—	5.098	—	5.735	—	6.585
4.50	3.463	3.670	3.876	4.081	4.285	4.555	4.825	5.095	5.410	5.725	6.085	6.535	6.985
4.75	3.663	—	4.101	—	4.535	—	5.105	—	5.723	—	6.435	—	7.385
5.00	3.863	4.095	4.326	4.556	4.785	5.085	5.385	5.685	6.035	6.385	6.785	7.285	7.785
5.30	4.103	—	4.596	—	5.085	—	5.721	—	6.410	—	7.205	—	8.265
5.60	4.343	4.605	4.866	5.126	5.385	5.721	6.057	6.393	6.785	7.177	7.625	8.185	8.745
6.00	4.663	—	5.226	—	5.785	—	6.505	—	7.285	—	8.185	—	9.385
6.30	4.905	5.200	5.496	5.791	6.085	6.463	6.841	7.219	7.660	8.101	8.605	9.235	9.865
6.70			5.856	—	6.485	—	7.289	—	8.160	—	9.165	—	10.51
7.10			6.216	6.551	6.885	7.311	7.737	8.163	8.660	9.157	9.725	10.44	11.15
7.50					7.285	—	8.185	—	9.160	—	10.29	—	11.79
8.00					7.785	8.265	8.745	9.225	9.785	10.35	10.99	11.79	12.59
8.50							9.305	—	10.41	—	11.69	—	13.39
9.00							9.865	10.41	11.04	11.67	12.39	13.29	14.19
9.50									11.66	—	13.09	—	14.99
10.00									12.29	12.99	13.79	14.79	15.79
10.60											14.63	—	16.75
11.20											15.47	16.59	17.71
11.80													18.67
12.50													19.79
13.20													
14.00													
15.00													
16.00													
17.00													
18.00													
19.00													
20.00													
21.20													

注：表中a、b和s分别代表厚度、宽度和计算截面积。

续上表

s(毫米²) \ a(毫米) / b(毫米)	1.70	1.80	1.90	2.00	2.12	2.24	2.36	2.50	2.65	2.80	3.00	3.15	3.35
2.50	3.887	4.137											
2.65	—	4.407											
2.80	4.397	4.677	4.957	5.237									
3.00	—	5.038	—	5.638									
3.15	4.992	5.307	5.622	5.937	6.315	6.693							
3.35	—	5.667	—	6.337	—	7.141							
3.55	5.672	6.027	6.382	6.737	7.163	7.589	7.829	8.326					
3.75	—	6.387	—	7.137	—	8.037	—	8.826					
4.00	6.437	6.837	7.237	7.537	8.117	8.597	8.891	9.451	10.05	10.65			
4.25	—	7.287	—	8.137	—	9.157	—	10.08	—	11.35			
4.50	7.287	7.737	8.187	8.637	9.177	9.717	10.07	10.70	11.38	12.05	12.95	13.63	
4.75	—	8.187	—	9.137	—	10.28	—	11.33	—	12.75	—	14.41	
5.00	8.137	8.637	9.137	9.637	10.24	10.84	11.25	11.95	12.70	13.45	14.45	15.20	16.20
5.30	—	9.177	—	10.24	—	11.51	—	12.70	—	14.29	—	16.15	—
5.60	9.157	9.717	10.28	10.84	11.51	12.18	12.67	13.45	14.29	15.13	16.23	17.09	18.21
6.00	—	10.44	—	11.64	—	13.08	—	14.45	—	16.25	—	18.35	—
6.30	10.35	10.98	11.61	12.24	12.99	13.75	14.32	15.20	16.15	17.09	18.35	19.30	20.56
6.70	—	11.70	—	13.04	—	14.65	—	16.20	—	18.2:	—	20.56	—
7.10	11.71	12.42	13.13	13.84	14.69	15.54	16.21	17.20	18.27	19.33	20.75	21.82	23.24
7.50	—	13.14	—	14.64	—	16.44	—	18.20	—	20.45	—	23.08	—
8.00	13.24	14.04	14.84	15.64	16.60	17.56	18.33	19.45	20.65	21.85	23.45	24.65	26.25
8.50	—	14.94	—	16.64	—	18.68	—	20.70	—	23.25	—	26.28	—
9.00	14.94	15.84	16.74	17.64	18.72	19.80	20.69	21.95	23.30	24.65	26.45	27.80	29.60
9.50	—	16.74	—	18.64	—	20.92	—	23.20	—	26.05	—	29.38	—
10.00	16.64	17.64	18.64	19.64	20.84	22.04	23.05	24.45	25.95	27.45	29.45	30.95	32.95
10.60	—	18.72	—	20.84	—	23.38	—	25.95	—	29.13	—	32.84	—
11.20	18.68	19.80	20.92	22.04	23.38	24.73	25.88	27.45	29.13	30.81	33.05	34.73	36.97
11.80	—	20.88	—	23.24	—	26.07	—	28.95	—	32.49	—	36.62	—
12.50	20.89	22.14	23.39	24.64	26.14	27.64	28.95	30.70	32.58	34.45	36.95	38.83	41.33
13.20		23.40	—	26.04	—	29.21	—	32.45	—	36.41	—	41.03	—
14.00		24.84	26.24	27.64	29.32	31.00	32.49	34.45	36.55	38.65	41.45	43.55	46.35
15.00				29.64	—	33.24	—	36.95	—	41.45	—	46.70	—
16.00				31.64	33.56	35.48	37.21	39.45	41.85	44.25	47.45	49.85	53.05
17.00						37.72	—	41.95	—	47.05	—	53.00	—
18.00						39.96	41.93	44.45	47.15	49.85	53.45	56.15	59.75
19.00								46.95	—	52.65	—	59.30	—
20.00								49.45	52.45	55.45	59.45	62.45	66.45
21.20								52.45	—	58.81	—	66.23	—
22.40								55.45	58.81	62.17	66.65	70.01	74.49
23.60										65.53	—	73.79	—
25.00										69.45	74.45	78.20	83.20
26.50												82.93	93.25
28.00													

续上表

s(毫米²) \ a(毫米) / b(毫米)	3.55	3.75	4.00	4.25	4.50	4.75	5.00	5.30	5.60	6.00	6.30	6.70	7.10
3.15													
3.55													
3.75													
4.00													
4.25													
4.50													
4.75													
5.00	17.20												
5.30	18.27												
5.60	19.33	20.14	21.54										
6.00	20.75	—	23.14										
6.30	21.82	22.77	24.34	25.92	27.49								
6.70	23.24	—	25.94	—	29.29								
7.10	24.66	25.77	27.54	29.32	31.09	32.87	34.64						
7.50	26.08	—	29.14	—	32.89	—	36.64						
8.00	27.85	29.14	31.14	33.14	35.14	37.14	39.14	41.54	43.94				
8.50	29.63	—	33.14	—	37.39	—	41.64	—	46.74				
9.00	31.40	32.89	35.14	37.39	39.64	41.89	44.14	46.84	49.54				
9.50	33.18	—	37.14	—	41.89	—	46.64	—	52.34				
10.00	34.95	36.64	39.14	41.64	44.14	46.64	49.14	52.14	55.14				
10.60	37.08	—	41.54	—	46.84	—	52.14	—	58.50				
11.20	39.21	41.14	43.94	46.74	49.54	52.34	55.14	58.50	61.86				
11.80	41.34	—	46.34	—	52.24	—	58.14	—	65.22				
12.50	43.83	46.02	49.14	52.27	55.39	58.52	61.64	65.39	69.14	74.14	77.51	82.51	87.51
13.20	46.31	—	51.94	—	58.54	—	65.14	—	73.06	—	81.92	—	92.48
14.00	49.15	51.64	55.14	58.64	62.14	65.64	69.14	73.34	77.54	83.14	86.96	92.56	98.16
15.00	52.70	—	59.14	—	66.64	—	74.14	—	83.14	—	93.26	—	105.3
16.00	56.25	59.14	63.14	67.14	71.14	75.14	79.14	83.94	88.74	95.14	99.56	106.0	112.4
17.00	59.80	—	67.14	—	75.64	—	84.14	—	94.34	—	105.9	—	119.5
18.00	63.35	66.64	71.14	75.64	80.14	84.64	89.14	94.54	99.94	107.1	112.2	119.4	126.6
19.00	66.90	—	75.14	—	84.64	—	94.14	—	105.5	—	118.5	—	133.7
20.00	70.45	74.14	79.14	84.14	89.14	94.14	99.14	105.1	111.1	119.1	124.8	132.8	140.8
21.20	74.71	—	83.94	—	94.54	—	105.1	—	117.9	—	132.3	—	149.3
22.40	78.97	83.14	88.74	94.34	99.94	105.5	111.1	117.9	124.6	133.5	139.9	148.8	157.8
23.60	83.23	—	93.54	—	105.3	—	117.1	—	131.3	—	147.4	—	166.3
25.00	88.20	92.89	99.14	105.4	111.6	117.9	124.1	131.6	139.1	149.1	156.3	166.3	176.3
26.50	93.53	—	105.1	—	118.4	—	131.6	—	147.5	—	165.7	—	186.9
28.00	98.85	104.1	111.1	118.1	125.1	132.1	139.1	147.5	155.9	167.1	175.2	186.4	197.6
30.00	106.0	—	119.1	—	134.1	—	149.1	—	167.1	—			
31.50		117.3	125.1	133.0	140.9	148.8	156.6	166.1	175.5	188.1			
33.50		—	133.1	—	149.9	—	166.6	—	186.7	—			
35.50		132.3	141.1	150.0	158.9	167.8	176.6	187.3	197.9	212.1			

D_{22}硅钢片磁化特性表（$K_z=0.7\sim0.9$）　　附表 2

B（高斯）	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900
5×10^3	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
7×10^3	2.1	2.1	2.1	2.1	2.2	2.2	2.2	2.3	2.3	2.3
8×10^3	2.4	2.4	2.5	2.5	2.6	2.6	2.7	2.7	2.8	2.8
9×10^3	2.9	2.9	3	3	3.1	3.1	3.2	3.2	3.3	3.4
10×10^3	3.5	3.5	3.6	3.6	3.7	3.7	3.8	3.9	4.0	4.1
11×10^3	4.2	4.2	4.3	4.3	4.4	4.5	4.6	4.7	4.8	4.9
12×10^3	5	5.1	5.2	5.3	5.4	5.5	5.6	5.7	5.8	5.9
13×10^3	6	6.1	6.2	6.3	6.5	6.7	6.9	7.1	7.3	7.6
14×10^3	8	8.5	9	9.5	10	10.6	11.2	12	12.8	13.6
15×10^3	14.4	15.4	16.4	17.6	19	20.5	22	23.7	25.5	27.5
16×10^3	29.7	32.2	35	38	41	44	47.5	51	54.5	58.2
17×10^3	62	66	70.5	75	79.5	84	89.5	94.5	99.5	105
18×10^3	110.5	116	122	128	134	141	148	155	162	170
19×10^3	178	186	194	202	210.5	219.5	228.5	239	250	262
20×10^3	274	286	298.5	312	326	341	356.3	372	387.5	403
21×10^3	420	438	458	478	500	524	548.5	574	600	625
22×10^3	650	674.5	699	723	748	773	798	822	846	870
23×10^3	895	920	945	969	992	1015	1039	1065	1095	1120
24×10^3	1153	1185	1219	1255	1329	1343	1388	1423		

D_{12}硅钢片磁化特性表（$K_z=0.9\sim1.1$）

B（高斯）	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900
6×10^3	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
7×10^3	2.1	2.1	2.1	2.1	2.2	2.2	2.2	2.3	2.3	2.3
8×10^3	2.4	2.4	2.5	2.5	2.6	2.6	2.7	2.7	2.8	2.8
9×10^3	2.9	2.9	3	3	3.1	3.1	3.2	3.2	3.3	3.4
10×10^3	3.5	3.5	3.6	3.6	3.7	3.7	3.8	3.9	4.0	4.1
11×10^3	4.2	4.2	4.3	4.3	4.4	4.5	4.6	4.7	4.8	4.9
12×10^3	5	5.1	5.2	5.3	5.4	5.5	5.6	5.7	5.8	5.9
13×10^3	6	6.1	6.2	6.3	6.5	6.7	6.9	7.1	7.3	7.6
14×10^3	8	8.5	9	9.5	10	10.6	11.2	12	12.8	13.6
15×10^3	14.4	15.4	16.4	17.6	19	20.5	22	23.7	25.3	27.5

续上表

B（高斯）	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900
16×10^3	29.7	32.2	35	38	41	44	47.5	51	54.5	58.2
17×10^3	62	66	70.5	75	79.5	84	89	94	99	104
18×10^3	109	114.5	120	126	132	139	146	153	160	167
19×10^3	174	182	190	198	206	214	223	232	242	253
20×10^3	264	276	288	301	314	328	342	356	370	385
21×10^3	400	416	435	454	473	494	516	539	562	585
22×10^3	608	632	656	680	703	726	749	773	795	818
23×10^3	841	864	887	910	933	956	979	1002	1025	1048
24×10^3	1071	1097	1124	1156	1188	1221	1253	1289	1326	1364
25×10^3	1402	1440	1478	1516	1554	1592	1630	1668	1706	1744

厚度为1～1.5毫米钢板的磁化特性表　　附表 3

B（高斯）	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900
6×10^2	3	3	3	3.1	3.1	3.2	3.2	3.3	3.4	3.4
7×10^2	3.3	3.5	3.6	3.7	3.7	3.8	3.8	3.9	4	4
8×10^2	4.1	4.1	4.2	4.2	4.3	4.4	4.5	4.6	4.7	4.8
9×10^2	4.8	4.9	4.95	5.05	5.1	5.2	5.3	5.4	5.5	5.6
10×10^2	5.7	5.82	5.95	6.07	6.15	6.3	6.42	6.55	6.65	6.8
11×10^2	6.9	7.63	7.2	7.31	7.48	7.6	7.75	7.9	8.08	8.25
12×10^2	8.45	8.6	8.8	9.0	9.2	9.4	9.6	9.92	10.15	10.45
13×10^2	10.8	11.12	11.45	11.75	12.2	12.6	13	13.5	13.93	14.5
14×10^2	14.9	15.3	15.95	16.45	17	17.5	18.35	19.2	20.1	21.1
15×10^2	22.7	24.5	25.6	27.1	28.8	30.5	32	34	36.5	37.5
16×10^2	40	42.5	45	47.5	50	52.5	55.8	59.5	62.3	66
17×10^2	70.5	75.3	79.9	81	88.5	93.2	98	103	108	114
18×10^2	119	124	130	135	141	148	156	162	170	178
19×10^2	188	197	207	215	226	235	245	256	265	275
20×10^2	290	302	315	328	342	361	380	400	420	445
21×10^2	470	495	520	550	580	610	640	665	695	730
22×10^2	775	810	850	885	920	960	1000	1045	1085	1130

铸 钢 (ZG25) 的 磁 化 特 性 表 附表4

B (高斯)	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900
4×10^2	1.6	1.7	1.7	1.7	1.7	1.8	1.8	1.8	1.8	1.8
5×10^2	1.9	1.9	1.9	2.0	2.0	2.0	2.0	2.1	2.1	2.1
6×10^2	2.2	2.2	2.2	2.2	2.3	2.4	2.4	2.5	2.5	2.5
7×10^2	2.6	2.7	2.7	2.8	2.8	2.9	2.9	3.0	3.0	3.1
8×10^2	3.2	3.2	3.3	3.5	3.5	3.6	3.7	3.8	3.9	4.0
9×10^2	4.1	4.2	4.4	4.5	4.6	4.8	5	5.1	5.3	5.5
10×10^2	5.6	5.8	6.0	6.2	6.4	6.6	6.8	7.0	7.2	7.4
11×10^2	7.6	7.9	8.2	8.4	8.7	9.0	9.3	9.6	9.9	10.2
12×10^2	10.5	10.8	11.1	11.5	11.8	12.2	12.6	13.1	13.4	13.8
13×10^2	14.2	14.7	15.2	15.8	16.1	17.0	17.6	18.2	18.8	19.4
14×10^2	20.1	20.9	21.7	22.5	23.4	24.3	25.3	26.5	27.7	29.0
15×10^2	30.5	31.8	33.4	35.2	37.1	39.0	41	43.5	46	48.5
16×10^2	51	53.5	56	59	62	65	68	71	74	78
17×10^2	81	84	88	91	95	99	102	106	110	114
18×10^2	118	122	126	130	134	139	143	148	152	157
19×10^2	162	169	177	184	193	200	209	218	227	236
20×10^2	245	259	269	281	293	307	320	335	352	370
21×10^2	387	406	425	450	485	515	560	605	655	705

电 刷 技 术 性 能 及 工 作 条 件 附表5

类 别	型 号	电阻系数(分接触法)(欧·毫米²/米)	压入法硬度(公斤/毫米²)	一对电刷的接触电压降(伏)	摩擦系数 不大于	50小时磨损(毫米) 不大于	工作条件		
							额定电流密度(安培/厘米²)	允许圆周速度(米/秒)	电刷使用单位压力(克/厘米²)
石墨电刷	S-3	8~20	10~35	1.6~2.3	0.25	0.2	11	25	200~250
	S-6	15~25	3.5~4.3	2.0~3.2	0.28	0.15	12	70	220~400
电化石墨电刷	D104	6~16	3~9	2.0~3.0	0.2	0.25	12	40	150~200
	D308	31~50	22~44	1.9~2.9	0.25	0.15	10	40	200~400
	D214	22~36	17~34	2~3	0.25	0.15	10	40	200~400
	D252	12~22	12~24	2~3.2	0.23	0.15	12	50	200~250
	D172	10~16	5~10	2.4~3.4	0.25	0.2	12	70	150~200
	D374B	45~70	25~50	2.3~3.5	0.25	0.15	12	50	200~400
	D376	50~75	20~40	2.5~3.5	0.25	0.15	16	50	200~400
金属石墨电刷	J201	1~6	12~35	1~2	0.25	0.18	15	25	150~200
	J203	5~12	9~28	1.4~2.2	0.25	0.15	12	20	180~230
	J102	0.1~0.35	6~14	0.3~0.7	0.2	0.4	20	20	180~230
	J204	0.2~1.3	15~36	0.6~1.6	0.2	0.3	15	20	200~250
	J164	0.05~0.15	6~18	0.1~0.3	0.2	0.7	20	20	180~230
	J213	0.2~1	10~28	0.6~1.6	0.2	0.3	15	20	200~250
	J105	<0.25	6~20	<0.4	0.25	0.8	20	20	180~230
	J205	1~12	8~28	<2	0.25	0.5	15	35	150~200

电刷的尺寸　　附表6

电刷宽度 b（毫米）	电刷长度 L（毫米）	电刷高度 h（毫米）							
		12.5	16	20	25	32	40	50	65
4	5	+							
	10		+	+					
5	6.5	+	+						
	8		+	+					
	10			+	+				
	12.5				+	+			
6.5	8			+	+				
	10			+	+	+			
	12.5			+	+	+			
	16				+	+			
	20				+	+			
8	10			+	+	+			
	12.5				+	+			
	16				+	+			
	20				+	+			
	25					+	+	+	
	32					+	+	+	
10	12.5				+	+			
	16				+	+			
	20				+	+	+		
	25					+	+	+	
	32					+	+	+	
12.5	16				+	+	+		
	20					+	+		
	25					+	+	+	
	32					+	+	+	
	40						+	+	+
	50							+	+

续上表

电刷宽度 b（毫米）	电刷长度 L（毫米）	电刷高度 h（毫米）							
		12.5	16	20	25	32	40	50	65
16	20					+	+		
	25					+	+	+	
	32					+	+	+	
	40						+	+	+
	50							+	+
20	25					+	+	+	
	32						+	+	+
	40							+	+
	50							+	+
25	32					+	+	+	+
	40						+	+	+
	50							+	+
32	40							+	+
	50							+	+

部分牵引电动机的技术数据

附表 7

项号 \ 项目	电动机型号	机车型号	制造国家	功率 P_N（千瓦）	电压 U_N（伏）	电流 I_N（安）	转速 额定/最大（转/分）	转矩 M_N（公斤·米）	极数 $2p$	绝缘等级 定子/转子	电枢直径 D_a（毫米）	电枢长度 l_a（毫米）
1	ZQ-800	SS_2	中国	800	780	1100	945/1980	824.5	6	H/H	620	428
2	LJE-108	Rb_1	瑞典	802	750	1155	1090/1920	716	8	F		
3	ZQ800-1		中国	800	1550	550	920/1980	847	4	H/B	650	366
4	TAO-649C$_1$	6G	法国	940	820	1240	940/1980	974	6	H/H	620	390
5	TAO-649B$_3$	6Y$_2$	法国	790	750	1135	890/1930	790	6	H/H	620	390
6	TO136-8	BB-16000	法国	970	920	1120	1060/2030	883	6	F/H	620	340
7	SW-435	BB-12000	法国	665	675	1040	860/2320	746	6	F/F	534	407
8	MG710A	BBM 20200/1	法国	357	1250	478	1000/2200	563	4	B/B	500	370
9	MG1580		法国	1185*	1270	1000	690/1520		6	H/H	880	
10	TTB665A$_1$	CC$_2$1000	法国	2940	1500	1000*	—/1400			H/H		
11	TAO656A	CC7200C	法国	1450	1500	1030	730/—	1937	6	H	850	270
12	LJE108-2	060-EA	瑞典	900	770	1250	1085/1920	810	8	F	640	360
13	НБ418К	ВЛ80К	苏联	790	950	880	890/1950	865	6	H/B	660	385
14	НБ420А	ВЛ82	苏联	700	1500	495	885/2000	788	4	F/B	660	375
15	НБ414	ВЛ80	苏联	810	950	757	910/2250	1040	6	H/B	590	420
16	GRLM763	Ae4/4	瑞士	1145	980	1250	1100/2040	1040	8	H/F	760	306
17	HFW-710		瑞士	568	1500	400	986/—	450	4	F/F	618	338
18	B-B		日本	1270	1250	1080	695/1875	1780	8	F/B		
19	GB317/230		西德	825	1100	785	845/1810	950	6	B/B	620	380
20	MT56		日本	650	750	930	1260/2450	504	6	F/F	580	275
21	MT52		日本	475	900	570	1070/2500	433	4	F/F	540	275
22	MT53		日本	650	1500	465	855/2160	740	4	F/F	670	260
23	ACEC472-4	BCK2400	比利时	368*	880	460*	1100/1780		4	H/B		
24	AL444bip	ВЛ-60	捷为苏制	750	750	1080	900/1800	813	6	H/H	710	350
25	W-370		美国	687	750	1000	985/—	680	6	H/B	534	407
26	GE-752		美国	594*	600	1080*	765/2280		4	H/B	496	384
27	EE5325	E3024/35	英国	552	837	707			4	H/H		
28	GRLM763S$_1$	Ae4/4	瑞士	1245	1030	1300	1140/2040	1060	8	F/H	760	306
29	ZQDR-410	东风$_4$	中国	410*	550	800*	640/2365	625	4	H/B	493	460

注：带星号的数值为连续定额数据。

续上表

项目 / 项号	电枢槽数 Z	每槽元件数 u_s	发热因数 Aj_o	换向器直径 D_K（毫米）	平均片间电压 AU_K（伏）	电抗电势 e_r（伏）	换向极气隙 δ_m（毫米）	主极气隙 δ_o（毫米）	饱和系数 K_H	稳定系数 K_r	有否补偿绕组	电机重量 G（公斤）	制造年代
1	87	3	3100	465	17.94	4.43	8.8/4.5	9/4.5	1.548	1.49		3800	1968
2												2804	
3	90	4	2585	540	17.32	3.445	8/3.5	6.5	1.62		有	4000	
4	87	3	4540	462	18.85		8.5	9.5/5				3550	1971
5	87	3	3450	462	17.25	4.07	8.8	5.64	1.57	1.43		3570	1959
6	57	6		520								3760	1957
7	51	6		438			8	8/4				3030	1954
8	71	3		395								2800	1969
9												5730	1966
10												10500	1967
11	129	4		690								5350	
12	74	5		535			7	4/3				2920	
13	87		3020	520	16.4	3.1	10/7	4.7		1.45	有	4350	1966
14	58	6	2140	480	17.2	3.05	10/11	5.15		1.385	有	4500	1966
15	87	4		480			9.5	6.5				3900	1962
16	104	4	3560	515	18.2	6.11	10	5.5			有	3640	1965
17	62	6	2460	536	16.1		3.5	6.1				3450	1961
18					20							5300	1965
19	99	4	3250	540	16.7	4.07	6/4	7.5		1.18	有	3750	1961
20	75	8	2960	450	15		9	12.2/7				2400	1966
21	62	4	2610	420	14.5		7	5				2760	1961
22	70	6	2830	550	14.3		10				有	3650	1961
23												2100	1960
24	87	3		570								3500	1961
25	51	6	3720	438			8	9/4				3030	1948
26	62	3	3920	426			8	8/4				3550	1946
27													
28	104	4										3640	1972
29	50	4	2520	400	15.4	2.5	7/1	10/5	1.79	1.18		2950	1969